NUMERO 6

LIRE 350

ANNO XXXII 6

l'antenna

GIUGNO 1960 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

A. Banfi 241 Prime immagini TV in banda quarta

C. Del Turco 242 Principi ed applicazione dei metodi di autocorrelazione

P. Nucci 246 Funzionamento della calcolatrice analogica

252 Uno strumento prova-transistori presentato dalla Boonton Radio Corporation

u.s., p.n.i. 253 Realizzato dalla marina statunitense un radar con una portata di oltre 4000 km — La navigazione spaziale verrà regolata dalle radiazioni stellari — Filtro per sopprimere le interferenze provocate dalle candele delle auto.

g.b. 254 Ricetrasmettitori professionali per OC e OUC presentati dalla Prod-El s.p.a.

p.n.i., u.s. 255 Uno strumento per l'analisi statistica delle grandezze elettriche variabili — Accordo per l'impianto nelle Canarie di una stazione scientifica per il rilevamento delle capsule « Mercury » — Aperto in Groenlandia un centro scientifico per le ricerche polari — Ottimi i risultati ottenuti nelle esperienze sulle fibre metalliche — Bagno unico per lo sviluppo in sei minuti di pellicole fotografiche — Il calcolatore elettronico LARC elabora 15.000 stipendi in 15 ore — Come vengono fabbricati i diamanti sintetici per usi industriali — Termometro elettronico per la rilevazione su perficie — Tester universali per il controllo di radioricevitori e televisori.

g.b. 258 Macchine bobinatrici della Paravicini s.r.l.

A 259 Panorama della produzione Keithley Instruments.

F. Simonini 260 I ricevitori di TV da 21 pollici TPA-Bell

g.b. 264 Le radiazioni di disturbo dei televisori ed un sistema per la loro misura

266 La nuova produzione TV della Westinghouse.

u.s. 267 Atomi ed elettroni

268 Dati tecnici del transistore per RF OC169

269 La Telefunken presenta nuovi transistori e nuovi tubi elettronici

270 I semiconduttori di produzione Thomson Houston

271 Procedimenti di purificazione dei semiconduttori

G. Nicolao 272 Tecnica della ricezione nella banda delle UHF

P. Quercia 279 La produzione delle industrie radiotelevisive russe

P. Soati 280 Note di servizio del ricevitore TV Europhon 022"

P. Soati 283 A colloquio coi lettori

287 Archivio schemi

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica «**l'antenna**» si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Prime immagini TV in banda quarta

Nei mesi scorsi la RAI ha iniziato le prime prove tecniche di trasmissione del trasmettitore di grande potenza del M. Penice sulla frequenza di 502-509 MHz (quinto canale U.H.F.).

Malgrado non si conoscano ancora dati ufficiali sull'estensione ed intensità di campo dell'area servita da tale trasmettitore, abbiamo già potuto constatare con misure di campo effettuate in diverse località milanesi (centro città e periferia) che i primi risultati sono estremamente soddisfacenti e comunque superiori alle più rosee aspettative.

Ci si aspettava infatti nell'area milanese (distanza media circa 80 km) un'intensità di campo da 5 a 10 mV/m; è stato misurato sui tetti di Milano un campo medio di circa 34÷40 mV/m.

Si pensi che tale campo è dello stesso ordine di grandezza del campo del locale trasmettitore TV in V.H.F. (canale G) a solo qualche chilometro di distanza da esso.

Questi consolanti risultati, ci inducono a riprendere alcune considerazioni a carattere generale sulle ricezioni del futuro 2° programma.

Avevamo infatti accennato che l'esperienza americana nelle ricezioni in U.H.F., indicava un valore di campo non inferiore ai 5 mV/m, per assicurare una buona ricezione priva di velo « sabbioso » di fondo. Le località con campo non inferiore ai 5 mV/m vengono indicate come « zona A », ed in esse la ricezione è buona e sicura: nelle località con campo inferiore la ricezione è anche possibile ma con tolleranza sulla qualità dell'immagine (poca o molta « sabbia »).

Occorre però riconoscere che tale delimitazione di aree a buona o meno buona ricezione, è ovviamente legata al sistema di ricezione delle U.H.F. che negli U.S.A. e praticamente standardizzato su un tipo di « tuner », privo di amplificazione in alta frequenza, con conversione diretta mediante cristallo al silicio.

Nel caso di ricezioni in località con campo inferiore ai 5 mV/m, due possibili soluzioni si presentano: far precedere lo stadio di conversione con uno stadio amplificatore in RF o far seguire lo stadio convertitore con uno o più stadi alla frequenza di conversione (che in generale corrisponde alla media frequenza del televisore).

E mentre una lunga esperienza americana ha dato la netta preferenza alla seconda soluzione, una recente tendenza tedesca ha optato per la prima soluzione.

Non è questa la sede più opportuna per scendere in un esame approfondito dei vantaggi e svantaggi delle due soluzioni ora citate. Ci limiteremo ad accennare che ovviamente entrambe tali soluzioni si impongono in quelle località a campo debole (sotto i 5 mV/m) come si è visto: quando il campo è superiore, come fortunatamente si verifica ora nella valle Padana, fra breve servita anche dal trasmettitore di M. Venda di pari potenza di quello del M. Penice, la presenza di uno prestadio amplificatore in RF non solo è superflua ma se non si osservano particolari cure, può riuscire dannosa alla qualità della ricezione.

Ecco quindi delinearsi già sin d'ora, dopo i primi confortanti risultati delle emissioni RAI di grande potenza in U.H.F., due distinti sistemi di ricezione: il « tuner » a cristallo ed una valvola oscillatrice ed il « tuner » a due valvole (una amplificatrice a RF ed una oscillatrice-convertitrice).

Ovviamente le migliori ricezioni in U.H.F. si otterranno nelle località con campo superiore ai 5 mV/m impiegando un sintonizzatore ad una valvola (conversione diretta a cristallo): i tipi di « tuner » a 2 o più valvole (con preamplificazione a RF o postamplificatore a media frequenza) saranno da preferire nelle zone a campo debole.

(il testo segue a pag. 263)

p. i. Cesare Del Turco

Principi ed applicazione dei metodi di autocorrelazione

I concetti di correlazione, che da tempo interessavano soltanto questioni di statistica demografica, sono diventati in questi ultimi anni, uno strumento utile in tutti i campi della ricerca scientifica.
L'estensione dei principi basilari e lo sviluppo di nuove teorie hanno condotto alla concezione dei recenti metodi analitici di correlazione.
Questi metodi vengono impiegati con profitto nello studio delle comunicazioni elettriche, nell'analisi dei quadripoli e dei sistemi di diffusione sonora, nella realizzazione dei radiotelescopi, nella rivelazione di rumori parassiti nei grandi complessi meccanici, nella elettroencefalografia ed in altre molteplici applicazioni.
Data la grande importanza di questo argomento, vogliamo portare a conoscenza del tecnico, i principi che informano l'adozione di questi recenti mezzi d'indagine e le applicazioni più immediate che da essi scaturiscono.

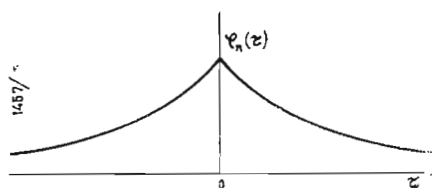



Fig. 1 - Andamento della funzione $\varphi_n(\tau)$.

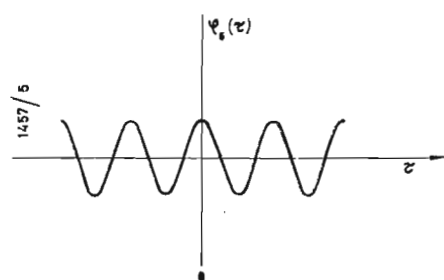



Fig. 2 - Andamento della funzione $\varphi_s(\tau)$.

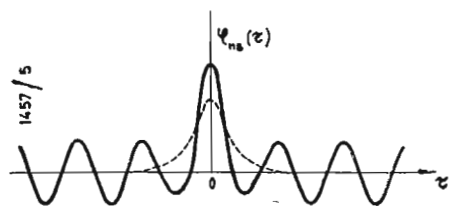



Fig. 3 - Andamento della funzione $\varphi_{ns}(\tau)$.

1. - DIPENDENZA STOCASTICA E CORRELAZIONE STATISTICA

Consideriamo due variabili casuali X ed Y, se il legame esistente tra esse è rilevabile statisticamente, e se è possibile dedurre, per determinati valori assunti da Y, con quale probabilità la variabile X assume particolari valori, si dice che la dipendenza delle due variabili è stocastica.

Il peso della dipendenza stocastica è espressa mediante il quadrato medio di contingenza:

$$\varphi^2 = f\,(P_i;\ P_k) \qquad [1]$$

evidentemente φ^2, essendo funzione delle sole probabilità, prescinde dalla natura qualitativa delle variabili; si osservi inoltre che per $\varphi = 0$ si ha la totale indipendenza stocastica.

È possibile introdurre il concetto di correlazione statistica allorquando le variabili sono essenzialmente dei valori numerici, in questo caso il peso della dipendenza stocastica è espresso, mediante il coefficiente di correlazione R, dall'espressione:

$$R = \frac{\Sigma_1^n X_i\ Y_i}{\sqrt{\sum_1^n X_i^2 \sum_1^n Y_i^2}} \qquad [2]$$

e il legame esistente tra le due variabili dicesi di correlazione statistica.

È opportuno osservare, che il coefficiente di correlazione ora definito tende a $+1$ o a -1 allorquando il grado di dipendenza delle due variabili tende alla diretta o all'inversa proporzionalità, se le due variabili tendono invece alla totale indipendenza, il valore di R si approssima allo zero.

2. - SERIE TEMPORALE E AUTOCORRELAZIONE

Il concetto di correlazione statistica tra due variabili è estensibile ad una serie temporale, supponiamo ad esempio che $Y(t')$ rappresenti un determinato valore assunto dalla serie temporale $y = Y(t)$ allo istante t', analogamente che $Y(t' + \tau)$ rappresenti il valore assunto allo istante $(t' + \tau)$, se assumiamo un tempo di osservazione sufficiente possiamo formare un numero considerevole di coppie del tipo: $Y(t')$, $Y(t' + \tau)$, ed applicare a queste i criteri esposti in precedenza, il risultato sarà la determinazione della eventuale dipendenza di correlazione statistica tra i valori che la $y = Y(t)$ assume nel tempo.

Questi concetti assumono una più grande importanza in virtù delle caratteristiche intrinseche della serie temporale, per le quali è possibile determinare, in un intervallo di tempo T, un numero infinito di coppie del tipo: $Y(t)$, $Y(t+\tau)$, distanti l'una dall'altra di un valore infinitesimo dt; ogni coppia porta i caratteri del grado di dipendenza esistente,

pertanto, il valor medio del prodotto degli elementi di ciascuna coppia, esteso a tutto il tempo di osservazione T, fornisce una indicazione approssimata del grado di dipendenza φ, questa indicazione sarà tanto più precisa quanto più grande sarà il tempo di osservazione, al limite per $T \to \infty$, il valore medio computato ci darà effettivamente il peso della dipendenza di autocorrelazione statistica $\varphi(\tau)$ per il quale vale la espressione:

$$\varphi(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2\,T} \int_0^T Y(t)\; Y(t+\tau)\, dt \quad [3]$$

il calcolo di questa funzione, detta di autocorrelazione, è eseguito da particolari dispositivi elettronici che prendono il nome di correlatori; evidentemente il tempo impiegato per il computo della funzione di correlazione dipende, oltre che dalla precisione che si vuole ottenere, dalle caratteristiche della funzione in esame.

Analogamente è possibile determinare il peso della dipendenza di correlazione statistica tra due serie temporali distinte, in questo caso $\varphi(\tau)$ è espresso mediante la funzione:

$$\varphi_{12}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T Y_1(t)\;\; Y_2(t+\tau)\; dt \quad [4]$$

detta di correlazione incrociata; è importante osservare che se le funzioni $Y_1(t)$ e $Y_2(t)$, sono incoerenti tra loro, $\varphi_{12}(\tau)$ è uguale a zero.

3. - TEOREMA DI WIENER

Dobbiamo al matematico Wiener una ulteriore estensione dei concetti ora esposti. Mediante laboriose trasformazioni analitiche, che per semplicità omettiamo, la funzione di autocorrelazione assume una nuova forma:

$$\varphi(\tau) = \int_0^\infty G(\omega) \cos \omega\tau \; d\omega \quad [5]$$

nella quale $G(\omega)$ rappresenta la funzione di densità spettrale.

Con questo sviluppo è possibile determinare la funzione di autocorrelazione di particolari serie temporali, delle quali sia nota la funzione di densità spettrale.

4. - DETERMINAZIONE DI PARTICOLARI FUNZIONI DI AUTOCORRELAZIONE

Con il bagaglio di nozioni ora acquisite calcoliamo due tra le più importanti funzioni di autocorrelazione:

a) Funzione di autocorrelazione di una serie temporale $N(t)$, rappresentante l'andamento della tensione di rumore casuale captata da un generico sistema per la ricezione di radiosegnali; supponiamo che sia nota e costante la funzione della densità spettrale $G_n(\omega)$ di $N(t)$ e che la funzione di risposta del sistema ricevente sia:

$Y(j\omega) = 1/(j\omega + b)$,

pertanto la funzione della densità spettrale all'uscita del sistema sarà:

$G(\omega) = G_n(\omega) \cdot Y(j\omega) = K/(j\omega + b)$.

Dagli elementi a disposizione vediamo che non è possibile determinare analiticamente la funzione di autocorrelazione altro che con la applicazione del teorema di Wiener, avremo perciò:

$$\varphi_n(\tau) = \int_0^\infty G(\omega) \cos \omega\; \tau\; d\omega = \frac{\pi K b}{2}\, e^{-b|\tau|} \quad [6]$$

L'andamento della $\varphi_n(\tau)$ è riportato nel grafico di fig. 1, da esso si osserva che la funzione assume il massimo valore per $\tau = 0$, decresce poi esponenzialmente per valori di $|\tau| > 0$, se ne deduce pertanto che la funzione di autocorrelazione di un rumore caotico non presenta alcuna periodicità.

b) Funzione di autocorrelazione di un segnale del tipo $S(t) = A \cos \omega t$; in questo caso è possibile applicare direttamente l'espressione [3] ottenendo:**

$$\varphi_s(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^\infty A \cos \omega t \cdot A \cos \omega(t + \tau)\, dt$$

sviluppando si ha:

$$\varphi_s(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos \omega\tau. \quad [7]$$

L'andamento della $\varphi_s(\tau)$, riportato nel grafico di fig. 2, permette di osservare che per $\tau = 0$ la funzione ha un massimo che si ripete periodicamente con periodo τ infinite volte.

Le funzioni $\varphi_n(\tau)$ e $\varphi_s(\tau)$ che abbiamo determinato con procedimenti analitici, adottando criteri diversi, sono automaticamente calcolabili mediante l'uso di un correlatore elettronico che elabora secondo lo stesso principio le tensioni in esame.

5. - APPLICAZIONE DEI PRINCIPI ANALITICI DELL'AUTOCORRELAZIONE

Per renderci conto della grande importanza dei metodi di correlazione, è opportuno esaminare una delle molteplici applicazioni, che questi recenti mezzi di indagine offrono nel campo delle radio comunicazioni.

Supponiamo pertanto di dover ricevere, mediante un generico sistema per la ricezione di radio segnali, una informazione $S(t)$, questa sarà, inevitabilmente, perturbata dalla presenza di un segnale di rumore $N(t)$, che, sommandosi alla informazione utile, darà luogo ad un segnale del tipo $F(t) = S(t) + N(t)$; è chiaro che se il rapporto $S(t)/N(t)$ è piccolo, è molto difficile determinare, con i metodi tradizionali, la presenza dell'informazione.

Esaminiamo invece che cosa avviene se il segnale ricevuto è inviato ad un correlatore elettronico; questo dispositivo, come sappiamo, è capace di calcolare la funzione di autocorrelazione definita dalla [3], ovvero, nel nostro caso, la funzione:

$$\varphi_{ns}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T [S(t) + N(t)]\; (S(t + \tau) + N(t + \tau)]\; dt$$

da questa con un semplice sviluppo otteniamo:

$$\varphi_{ns}(\tau) + \varphi_{SS}(\tau) + \varphi_{NN}(\tau) + \varphi_{NS}(\tau) + \varphi_{SN}(\tau) \quad [8]$$

a questo punto è opportuno osservare che in questa espressione i primi due termini sono quelli di autocorrelazione delle funzioni $S(t)$ ed $N(t)$, gli altri due termini sono quelli di correlazione incrociata tra la funzione di segnale e quella di rumore, essendo però le $S(t)$ e $N(t)$ manifestamente incoerenti tra loro, i coefficienti di correlazione incrociata sono evidentemente nulli, all'uscita del correlatore sono quindi presenti soltanto i termini dovuti al processo di autocorrelazione della $S(t)$ e della $N(t)$.

Abbiamo dimostrato però in precedenza il comportamento delle funzioni di autocorrelazione nel caso in cui queste fossero proprio del tipo $S(t)$ e $N(t)$, non resta pertanto che applicare alla [8] i risultati ottenuti nelle [6] e [7]; si ha così:

$$\varphi_{ns}(\tau) = A^2 \cos \omega\tau + \frac{\pi\, K\, b}{2}\, e^{-b/\tau/}$$

l'interpretazione di questa espressione è quanto mai ovvia:

la funzione di autocorrelazione della $F(t)$ è formata da due termini, l'uno, dovuto all'autocorrelazione di un segnale periodico, è periodico, l'altro, do-

vuto alla funzione di autocorrelazione di un rumore caotico, è esponenziale, per questo motivo l'andamento della $\varphi_{ns}(\tau)$, riportato in fig. 3, ha carattere periodico ed ampiezza decrescente con legge esponenziale.
Da questo risultato possiamo dedurre che, se il tempo di osservazione è sufficientemente grande, il correlatore permette di mettere in evidenza le periodicità che interessano l'informazione e quindi di discriminare questa dal rumore perturbante.

sione $X_2(t)$ in uscita; supponiamo pertanto di dover determinare la tensione $X_2(t)$ in uscita da un filtro, di cui sia nota l'ammettenza indiciale $A(t)$, allorquando all'ingresso di questo è applicata una tensione arbitraria del tempo $X_1(t)$; a questo scopo possiamo considerare la $X_1(t)$ costituita dalla sovrapposizione di gradini unitari ΔX_1 distanti l'uno dall'altro del tempo $\Delta\theta$, si da assimilare la $X_2(t)$ in uscita ad una somma di termini del tipo $[\Delta X_1 \cdot A(t)]$, più precisamente:

$$X_2(t) \cong X_1(0) \cdot A(t) + \sum_{\Theta=\Delta t}^{\Theta=t} X_1 A(t+\theta)$$

la quale per $\Delta\theta \rightarrow 0$ diventa:

$$X_2(t) = X_1(0)\, A(t) + \int_0^t \frac{dX_1}{d\theta} A(t-\theta)\, d\theta$$

6. - ANALISI DELLO SPETTRO DI FREQUENZA MEDIANTE CORRELAZIONE

Un'altra interessante applicazione dei metodi di correlazione è dovuta allo sviluppo del teorema di Wiener; si dimostra che la funzione di densità spettrale $G(\omega)$ è determinabile dalla funzione di autocorrelazione $\varphi(\tau)$ mediante l'espressione:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \varphi(\tau) \cos \omega\tau\, d\tau \qquad [9]$$

ovvero, che la $G(\omega)$ è la trasformata di Fourier della $\varphi(\tau)$.
È quindi possibile, determinata la funzione di autocorrelazione $\varphi(\tau)$, di una particolare banda di rumore, determinarne la funzione di densità spettrale calcolando la [9].
Questo nuovo tipo di analisi è attuabile disponendo di un correlatore elettronico per il calcolo della $\varphi(\tau)$ e di un analizzatore differenziale per la elaborazione di questa, applicando opportunamente, all'ingresso di un oscilloscopio, l'uscita dell'analizzatore differenziale, è possibile visualizzare l'andamento della $G(\omega)$.
La complessità di questo dispositivo è giustificata dalle ottime prestazioni fornite, precisione e velocità di analisi, che altrimenti non sarebbero realizzabili.

Fig. 4 - Esempio tipico di registrazione della $h(t)$ di un filtro in esame.

7. - ANALOGIA TRA CORRELAZIONE E FILTRAGGIO

Alla luce di principi esposti nei paragrafi precedenti, esaminiamo ora le analogie che esistono tra i metodi di correlazione e gli usuali metodi di filtraggio.
Come sappiamo, per definire il comportamento di un filtro è necessario conoscerne l'ammettenza indiciale $A(t)$, ovvero la risposta alla funzione a gradino unitaria, quando $A(t)$ è nota, è possibile determinare, per una qualsiasi tensione $X_1(t)$ applicata all'ingresso, la tensione

integrando per parti ed osservando che $A(0) = 0$ otteniamo:

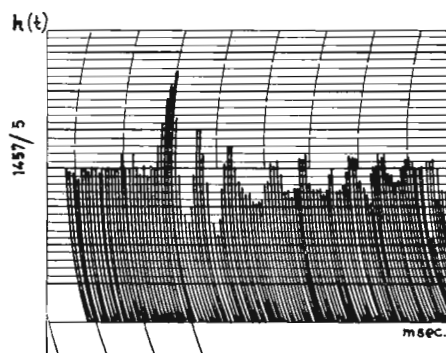
$$X_2(t) = \int_0^t X_1(\theta)\, A'(t-\theta)\, d\theta$$

ricordando, che la derivata prima dell'ammettenza indiciale rappresenta la risposta $h(t)$ del filtro, quando a questo viene applicato l'impulso unitario, possiamo scrivere:

$$X_2(t) = \int_0^t X_1(\theta)\, h(t-\theta)\, d\theta \qquad [10]$$

dalla [10] risulta l'analogia esistente tra il filtraggio e la correlazione, poichè la tensione $X_2(t)$ presente all'uscita del filtro è analoga a quella che si otterrebbe mediante un processo di correlazione incrociata tra due tensioni del tipo $X_1(t-\theta)$ e $h(\theta)$.
In altre parole; se ad un dispositivo elettronico di correlazione, vengono applicate due tensioni, $h(t)$ e $X_1(t)$, la prima dovuta ad un generatore locale, la seconda ad un segnale generico, la funzione di correlazione incrociata risultante, è uguale alla tensione che si avrebbe all'uscita di un filtro, avente risposta $h(t)$, allorquando all'ingresso venisse applicata la tensione $X_1(t)$.
In virtù di un laborioso sviluppo analitico, i concetti ora esposti assumono una più grande importanza.
Si dimostra (*) infatti, che la correlazione equivale ad un filtraggio che può essere fisicamente irrealizzabile con i metodi tradizionali. Questo vale evidentemente semprechè l'analisi del segnale sia estesa per un tempo sufficientemente grande.

8. - DETERMINAZIONE DELLA FUNZIONE CARATTERISTICA DI UN FILTRO

Ricordiamo, che, per determinare la caratteristica di risposta in frequenza $Y(j\,\omega)$ di un filtro, è sufficiente cono-

(*) Maurizio Federici - La correlazione e le sue applicazioni al filtraggio nei servomeccanismi.

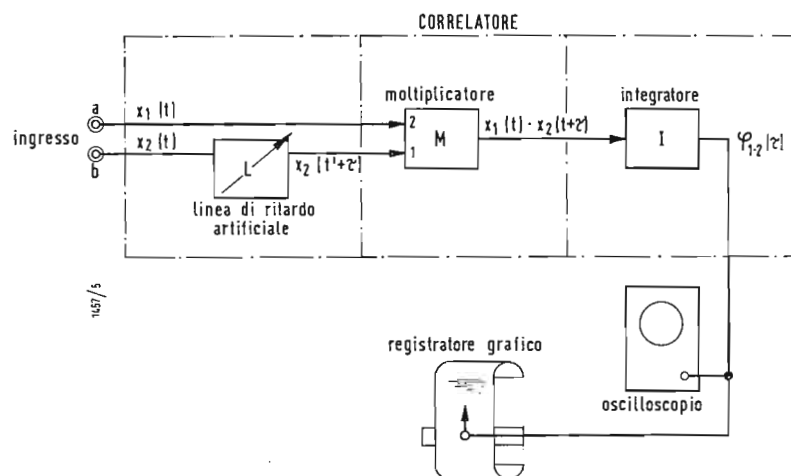



Fig. 5 - Dispositivo elettronico di correlazione.

scerne la $h(t)$ in quanto le due funzioni sono legate l'una all'altra mediante la trasformata di Fourier.
È quindi di grande importanza la determinazione della $h(t)$ nello studio dei filtri e delle reti elettriche; la correlazione offre a questo proposito la possibilità di valutare, con grande precisione, la funzione di risposta all'impulso unitario, permettendo così una più accurata analisi del comportamento degli elementi in questione.
Vogliamo ora dimostrare come sia possibile determinare la funzione $h(t)$ di un filtro mediante il metodo di correlazione, a questo scopo serviamoci dei risultati ottenuti nello studio iniziato nel paragrafo precedente.
Preleviamo le tensioni $X_1(t)$ e $X_2(t)$ presenti rispettivamente all'ingresso e all'uscita del filtro in esame e applichiamole ad un correlatore elettronico; per la [4], la funzione di correlazione incrociata sarà:

$$\varphi_{12} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} X_1(t)\, X_2(t + \tau)\, d\tau$$

sostituendo in questa espressione il valore di $X_2(t)$ trovato nella [10] otteniamo:

$$\varphi_{12} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} X_1(t)\, h(\theta)\, X_1(t - \theta + \tau)\, d\tau\, d\theta$$

ovvero

$$\varphi_{12} = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta)\, d\theta\, \varphi_{11}(\tau - \theta)$$

ma essendo, per $\tau = \theta$, $\varphi_{11}(0) = 1$, abbiamo $\varphi_{12} = h(\theta)$, questa espressione ci dice appunto che la funzione di risposta del filtro non è altro che la funzione di correlazione incrociata tra le tensioni di ingresso ed uscita di questo.

Disponendo quindi, all'uscita del correlatore, un registratore grafico, è possibile rilevare l'andamento della $h(t)$ del filtro in esame. Un esempio significativo di questo tipo di registrazione è riportato in fig. 4.

9. - DISPOSITIVI ELETTRONICI DI CORRELAZIONE

Per completare questo studio è necessario accennare ai dispositivi elettronici che permettono di valutare la funzione di correlazione. Un correlatore convenzionale è costituito essenzialmente da tre unità: *a*) Unità artificiale di ritardo, *b*) Unità moltiplicatrice, *c*) Unità integratrice, dalla disposizione circuitale di queste, riportata in fig. 5, è possibile comprendere come vengano elaborate le tensioni $X_1(t)$ ed $X_2(t)$ applicate ai morsetti d'ingresso (*a*) e (*b*): la tensione $X_2(t)$, ritardata del tempo (τ), mediante la linea artificiale L, è applicata all'ingresso N. 1 del moltiplicatore M, all'ingresso N. 2 è invece applicata la tensione $X_1(t)$, il prodotto delle due, perviene quindi all'integratore I il quale compie l'ultima operazione del processo, fornendo, in uscita, la funzione di correlazione, questa è visualizzabile, a seconda delle sue caratteristiche, su di un T.R.C. di un oscilloscopio o sulla pista scorrevole di un registratore grafico.
Delle due unità calcolatrici, M ed I, generalmente impiegate in un correlatore, assume particolare importanza la unità M; dalla efficienza e dal costo di questa dipendono la bontà dei risultati e il costo totale del dispositivo di correlazione; per risolvere nel migliore dei modi ora l'una ora l'altra esigenza sono state proposte diverse soluzioni. Ne citeremo alcune a scopo orientativo: Moltiplicatori elettronici, realizzabili economicamente, che sfruttano la somma e la differenza dei quadrati delle tensioni da elaborare; calcolatori analogici di elevata precisione, la cui complessità rende molto costosi; moltiplicatori basati sul noto principio di Hall, la cui utilizzazione rappresenta un soddisfacente compromesso.
Possiamo quindi concludere che il problema tecnologico della correlazione può considerarsi risolto allorquando sia possibile disporre di elementi elettronici di moltiplicazione sufficientemente precisi.

10. - BIBLIOGRAFIA

MAURIZIO FEDERICI, *La correlazione e le sue applicazioni al filtraggio nei servomeccanismi* – « Automazione e strumentazione », N. 2 Febb. 1960.

G. CASTELNUOVO, *Calcolo delle probabilità* - Volume I, Zanichelli (1948).

E. BOREL, *Trait du calcul des probabilites et de ses applications* - Tome I Guthier, Villar (1957).

BENDAT, *Principles and Applications of random noise theory*, Wiley 1958.

Y. W. LEE, *Applications of correlation analysis to the detection of periodic signal in noise* « Proceeding of the I.R.E. », Ottobre 1950.

F. H. LANGE, *Anwendung der Korrelationsanalyse in der Nachrichtentechnik* « Nachrichtentechnik », Gennaio-Febbraio 1957.

B. A. BELL, *Statistical methods in Electrical Engineering.* - Chapman & Hall, 1953.

A

dott. ing. Piero Nucci

La calcolatrice analogica Minispace

Fig. 1 - Calcolatrice analogica Minispace (per cortesia della SOLARTRON S.R.L.).

LE CALCOLATRICI elettroniche possono essere analogiche o numeriche (barbaricamente dette digitali). La differenza fra le une e le altre è grande. Mentre queste ultime eseguono, con elevatissima velocità, operazioni esatte di calcolo numerico, le prime sono basate sul concetto che segue: si voglia studiare un fenomeno fisico qualunque, che sia esprimibile con una determinata equazione fra variabili fisiche; si realizza allora con la calcolatrice analogica un certo circuito il quale sia retto dallo stesso tipo di equazione; l'equazione della calcolatrice dovrà avere il tempo come parametro indipendente. Nonostante il diverso significato fisico dei parametri, le cose sono disposte in modo da poter stabilire delle precise funzioni (di solito, semplici proporzionalità) fra i parametri della calcolatrice e i para-

metri del fenomeno fisico da studiare. Introducendo allora nella calcolatrice le variabili necessarie sotto forma di tensioni (continue, alternate sinusoidali, impulsive, ecc.) si ottengono all'uscita delle tensioni che esprimono le soluzioni. Spesso queste possono essere rese visibili su un oscilloscopio, una volta tanto, o permanentemente o iterativamente.

Così, per es., le oscillazioni forzate di un sistema meccanico dotato di inerzia, elasticità e attrito, con leggi svariate della forza agente rispetto al tempo, si possono tradurre nelle oscillazioni elettriche di un sistema sotto l'azione di una tensione che vari nello stesso modo in funzione del tempo. In entrambi i casi si tratterà di scrivere un'equazione differenziale lineare del secondo ordine e di primo grado, a coefficienti costanti; i coefficienti sono massa, elasticità, attrito ovvero rispettivamente induttanza, capacità, resistenza; l'integrazione di per sè di una equazione differenziale così semplice non offre alcuna difficoltà ma i risultati dipendono dai parametri, dalla forza applicata e dalle condizioni ai limiti; e qui risalta il gran pregio dell'uso della calcolatrice analogica, giacchè questa consente di mutare con contiunità e entro vasti limiti i parametri stessi con la semplice manovra di potenziometri e di esaminarne visualmente e immediatamente i risultati e l'andamento della variazione di essi al variare dell'uno o dell'altro parametro, ciò che non si otterrebbe con altrettanta evidenza e immediatezza nemmeno dopo lunghi calcoli numerici. È possibile anche la variazione contemporanea di più elementi. È ovvia la molto maggiore rapidità e anche la maggiore evidenza con le quali si verificano i risultati, le conseguenze di un mutamento. L'azione di una calcolatrice analogica è relativamente lenta (se confrontata alla enorme rapidità di operazione di una calcolatrice elettronica numerica); la prima però è assai meno complessa ingombrante e costosa e dà risultati approssimati sì, ma immediati e presentati in modo molto evidente. Si richiede un certo tempo per l'impostazione del problema (commutazioni sul pannello) e per la realizzazione delle costanti e dei parametri desiderati.

Solitamente le calcolatrici analogiche sono dotate di un dispositivo di iterazione automatica, a cadenza predeterminabile e costante (per es., 1 sec, 2 sec, 5 sec) che insieme alla persistenza della traccia sullo schermo dell'oscilloscopio consente una osservazione quasi permanente del fenomeno in studio. Ovviamente è necessario che la velocità di questo fenomeno sia assai minore della rapidità di funzionamento della calcolatrice. L'osservazione semipermanente consente di variare una o l'altra delle costanti e dei parametri in giuoco e di seguire, praticamente con continuità, gli effetti di tale variazione.

1. - GENERALITA'

Le operazioni che una calcolatrice analogica, anche di tipo semplificato (come quella qui innanzi descrittta) deve poter compiere sono:

1) Addizione (e sottrazione) di due o più variabili.
2) Moltiplicazione (e divisione) contemporanea per una stessa costante di una, due o più variabili.
3) Moltiplicazione (e divisione) contemporanea per una stessa variabile di una o più variabili.
4) Integrazione rispetto al tempo di una funzione.

Il funzionamento della calcolatrice è sempre basato su amplificatori a controreazione, a larga banda.

L'amplificazione è data da:

$$A = -\frac{Z'}{Z''} \cdot \frac{A_0}{1 + A_0} \quad (1)$$

nella quale A_0 è l'amplificazione dell'amplificatore da solo, senza controreazione; Z' e Z'' sono due generiche impedenze complesse di partizione; e il rapporto sempre leggermente inferiore all'unità, le si avvicina tanto più quanto maggiore è A_0. Tali amplificatori, grazie alla controreazione, sono fedeli entro una vasta gamma di frequenza che va dal valore zero (corrente continua) a, per es., 300.000 Hz, onde poter rendere una riproduzione fedele anche di regimi transitori rapidi e aventi forma comunque complicata in funzione del tempo. Infatti è noto che una qualsiasi funzione del tempo si può considerare sempre come scomponibile in uno spettro di grandezze sinusoidali, sicchè una risposta fedele in tutto lo spettro è la condizione analitica necessaria e sufficiente per una risposta fedele a una funzione del tempo di forma qualunque.

Questa forma, nei casi più semplici, può essere a gradino rettangolare (brusca applicazione, a tempo indeterminato, di un gradino di tensione) o come un breve impulso, rettangolare o triangolare, o di forma alternativa la cui fondamentale ha una frequenza determinata e con un certo numero di armoniche di frequenza multipla della fondamentale, di ampiezza apprezzabile e di fase qualunque; ecc.

Un uso particolare del più alto interesse di queste calcolatrici è quello di « simulatori » di apparecchiature e di processi che in realtà non esistono. Si intuisce come la possibilità di verificare, in tal modo, il funzionamento (nelle più svariate circostanze) di un certo ciclo (rispondente a determinate *condizioni* di potenza) prima che il ciclo funzioni (o meglio prima ancora che l'impianto sia costruito) è della massima importanza per correggere il progetto iniziale e completarlo, nella fondata fiducia di realizzare un impianto capace di funzionare così nelle condizioni volute il più esattamente possibile.

La versatilità di una calcolatrice analogica è tale che essa trova applicazioni in campi in cui l'analisi è incompleta o addirittura impossibile, cioè per fenomeni il cui andamento non può esprimersi con equazioni matematiche; e sostituisce, con enorme risparmio di tempo e con risultati più vicini a quelli esatti, il metodo delle successive approssimazioni. La calcolatrice si presta a trovare rapidamente le condizioni di ottimo per ogni problema determinato, di comportamento dinamico di sistemi fisici, nonchè a vedere altrettanto rapidamente in che senso e in qual misura queste condizioni di ottimo si modifichino al variare dell'uno o dell'altro parametro di impostazione.

Ciò trova applicazione nell'esame preliminare del funzionamento di servomeccanismi, nel controllo automatico di macchine utensili, nello studio di sistemi antivibranti come sospensioni di veicoli, ecc., nello studio della stabilità di una struttura non solo in condizioni statiche ma anche dinamiche (vento, ecc.), in processi industriali continui, nei processi di un reattore nucleare, nello studio di reti elettriche; e infine nel campo didattico e anche in quello puramente matematico, di risoluzione di equazioni differenziali numeriche. I dati risolutivi ottenuti sono più o meno approssimati in relazione alla maggiore o minore complessità del sistema a cui si perviene per impostarlo nella calcolatrice.

La calcolatrice consente pure di rilevare delle nonlinearità e di portarle in conto, mentre esse solo dopo la costruzione e la messa in funzione del prototipo farebbero rilevare la non rispondenza fra il funzionamento voluto e quello effettivo. La calcolatrice non solo pone in evidenza le discordanze fra ciò che si suppone o si desidera debba avvenire e ciò che realmente avviene, ma indica anche la via per rimediare; e infine consente al tenico di assimilare assai più rapidamente il funzionamento di un processo complesso, dando subito risposte differenti a seguito di variazioni dei parametri impostativi; permette anzi addirittura di scartare la via prescelta per tentarne un'altra mostrando i limiti e le difficoltà di essa, che non potrebbero altrimenti essere prevedute.

Come si è già detto a variabili fisiche di qualsiasi natùra si fanno corrispondere tensioni elettriche variabili e regolabili a volontà, con buona precisione, introducendole in circuiti predisposti in modo tale che esse obbediscano a leggi dello stesso tipo di quelle che legano le variabili fisiche del processo in studio. Le operazioni matematiche, come vedremo in seguito e sopratutto in qualche semplice esempio alla fine,

(1) Questa formula ha lo stesso significato della altra, più usuale: $A_0 = - A_0/(1 + \beta A_0)$

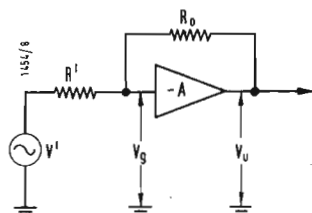



Fig. 2 - Moltiplicazione per una costante. Introducendo nell'amplificatore A la tensione variabile V', in uscita si raccoglie $V_u = -\frac{R_0}{R'} V'$.

avvengono a mezzo di amplificatori standard fortemente controreazionati, mentre i coefficienti costanti si ottengono regolando le dette tensioni a mezzo di potenziometri di precisione, regolabili facilmente, con continuità e con ottima precisione.

L'uscita della calcolatrice o compare transitoriamente sullo schermo di un oscilloscopio o viene registrata da una penna scrivente o infine è data dalla misura di tensioni continue su voltmetri, solitamente a indicazione numerica (digitale).

2. - LA CALCOLATRICE ANALOGICA MINISPACE

La calcolatrice analogica che qui descriviamo è la Minispace, modello piccolo e economico della ditta inglese SOLARTRON (v. fig. 1); essa è di facile uso; soggiace però a certe limitazioni. Infatti essa è sostanzialmente atta a trattare fenomeni lineari, ma consente, con aggiunte, la trattazione anche dei tipi più semplici di nonlinearità, quali sono quelle che più spesso si incontrano in meccanica (limitazioni delle accelerazioni, delle velocità, degli spostamenti, zone morte, isteresi, giuochi di accoppiamento, ecc.).

Si possono con essa risolvere:

Equazioni differenziali lineari fino al quinto ordine;

Sistemi di due o tre equazioni differenziali lineari simultanee del primo o del secondo ordine;

Sistemi di due o tre equazioni algebriche di primo grado.

L'apparecchio contiene:

A) Dieci amplificatori ad alta fedeltà (in basso del pulpito) fino alla corrente continua.

B) Un pannello a pulpito sul quale si predispongono, a mezzo spine e secondo il concetto dei centralini telefonici, i circuiti necessari.

C) Un pannello verticale con lo strumento di uscita, un altro di controllo e le regolazioni.

Ogni amplificatore ha varie entrate, utilizzabili tutte o in parte; quattro per sommare o integrare (delle quali due a guadagno uno e due a guadagno dieci); cinque degli amplificatori hanno costante di integrazione di 0,1 sec o 1 sec selezionabile a piacere; gli altri, di 0,1 e di 0,01 sec.

Le tolleranze costruttive sono del 0,1 % sui resistori, del 0,5 % sui condensatori; l'errore risultante, alla risoluzione, non supera il 2 % neanche nei casi più complessi. I potenziometri sono a elica, a dieci giri.

La impostazione del problema si fa collegando i vari circuiti con spine bipolari e con deviatori a chiave.

Sul pannello c'è lo strumento indicatore, a zero centrale, per corrente continua, il quale ha due finalità; una, di sorveglianza-avvertimento della tensione di alimentazione e di quelle di uscita; l'altra, di indicatore di zero, a tre sensibilità, per predisporre i potenziometri che dànno i coefficienti delle equazioni, e le condizioni iniziali degli integratori, confrontandone la caduta di tensione con una tensione tarata regolabile. Questa è costituita da una sorgente di c.c. a 100 volt, positivi o negativi a scelta, di riferimento, e da un potenziometro partitore a elica, lineare entro il 0,1%. C'è poi un rivelatore di sovraccarico degli amplificatori.

Caratteristiche degli amplificatori:
Guadagno: in c.c. $= 30 \times 10^6$
a 100 Hz $= 10 \times 10^3$
Deviazione: meno di 100 μV (su lunga durata)
Rumore di fondo: meno di 200 μV (valor medio)
Larghezza di banda (entro 3 dB): 16 kHz al guadagno 10
9 kHz al guadagno 100
Uscita: 100 V su 10 o su 20 kΩ.

2.1. - Principio di funzionamento della calcolatrice analogica

La calcolatrice non è nata con l'elettronica; ma solo con l'elettronica è diventata quella che oggi essa è; una calcolatrice ad alta velocità. Si può dire che la velocità è inversamente proporzionale alla precisione richiesta. È necessario d'altronde che essa abbia una velocità di funzionamento assai più rapida del fenomeno in studio. In generale per la maggioranza dei casi la velocità dei fenomeni che si studiano è abbastanza bassa da consentire all'apparecchio una precisione superiore a quella con la quale sono noti i dati di partenza (o di entrata) posti a base del calcolo. In generale la variabile indipendente è il tempo. La calcolatrice analogica si presta molto bene per l'analisi dinamica dei fenomeni, cioè per lo studio dei transitori, sebbene si possano anche ottenere soluzioni a regime permanente.

Come punto di partenza si richiede di poter scrivere equazioni che esprimano il comportamento delle varie fasi del fenomeno che interessa studiare e di poterle introdurre nella calcolatrice.

P. es., si può studiare il progetto di un ponte, esaminandone il comportamento sotto l'azione del vento e modificandolo eventualmente affinchè si consegua la necessaria stabilità aerodinamica in tutte le condizioni pensabili; e tutto ciò prima che il ponte sia costruito.

Nei controlli automatici a controreazione si può analizzare il funzionamento di ogni elemento della catena, per assi-

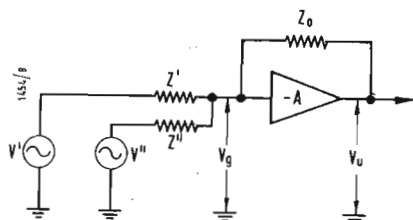



Fig. 3 - Combinazione lineare. La tensione in uscita è la somma di due tensioni, ciascuna delle quali è data da una tensione di entrata V' e V'', moltiplicata per una diversa costante.

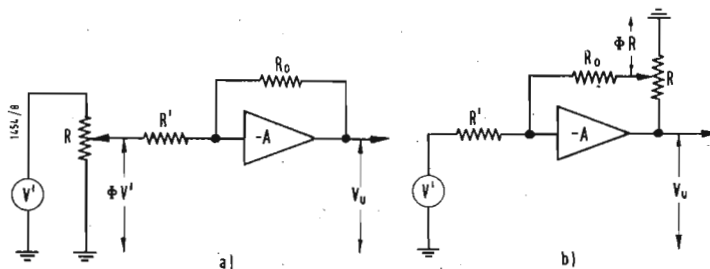



Fig. 4 - Moltiplicazione per una costante regolabile Φ; lo schema è il 4 *a*) analogo a quello di fig. 2, salvo il potenziometro R che serve a ridurre l'uscita secondo il fattore regolabile Φ minore di 1. Nello schema 4 *b*) si ha invece la divisione per un fattore regolabile minore di 1.

curarsi che esso corrisponderà alle condizioni imposte in partenza. Si possono studiare tutti i processi industriali che implichino il flusso continuo di qualche cosa, dalle raffinerie alla produzione e alla ripartizione del carico di potenza elettrica, al fine di migliorare le condizioni di lavoro, la stabilità della produzione, la sua economicità, la sua uniformità, ecc.

La calcolatrice serve pure per la riduzione dei dati di un processo. Per es., in un grande impianto chimico si abbiano vari segnali, esprimenti pressioni, temperature, portate, ecc. in vari punti del processo. Esisteranno delle correlazioni matematiche fra queste grandezze e la velocità della produzione; introducendo nella calcolatrice le dette grandezze e disponendola in modo che essa risolva le correlazioni matematiche si otterranno segnali di uscita indicanti la produzione o il rendimento sia a scopo di indicazione che di controllo. In questi casi l'uscita è solo una versione delle entrate, opportunamente elaborata e ridotta.

La calcolatrice consta di un certo numero di unità identiche, capaci di certe operazioni semplici, come somma di variabili moltiplicazione e divisione di variabili per una costante, integrazione rispetto al tempo. Con l'aggiunta di altri organi (anzitutto, di unità moltiplicatrici) il campo di funzionamento si può notevolmente ampliare, come vedremo in seguito, rendendo anzitutto possibile il trattamento di funzioni non lineari (nel senso matematico della parola).

2.2. - Funzionamento lineare. Moltiplicazione per una costante

Operazioni matematiche sufficientemente precise su variabili rappresentate da tensioni elettriche implicano la adozione di amplificatori elettronici a controreazione.

Riferendoci allo schema di fig. 2 costituito da un generico generatore di tensione alternata, V', un amplificatore, $-A$, (la cui entrata è a sinistra) e due resistori; la tensione di uscita rispetto alla terra, V_u, sia nulla in assenza di segnale. Indichiamo con $-A$ il guadagno. Sarà:

$$V_u = -A\,V_g.$$

Nella ipotesi che la resistenza di entrata dell'amplificatore e quella di uscita siano trascurabilmente piccole rispetto a R' e R_0, la tensione V_g consta di due termini, uno dipendente da V' e l'altro da V_u e dipendenti entrambi dal rapporto di partizione. Evidentemente il secondo termine è la tensione di controreazione.

Applicando i semplici principi di Kirchhoff al partitore $R' \div R_0$ si ha:

$$V_g = \frac{R_0}{R_i' + R_0}\,V' + \frac{R_m'}{R_m + R_0}\,V_u$$

Ed essendo:

$$V_g = -\frac{V_u}{A}$$

si ha pure:

$$-\frac{V_u}{A} = \frac{R_0}{R' + R_0}\,V' + \frac{R'}{R' + R_0}\,V_u$$

da cui, successivamente:

$$V_u\left(-\frac{1}{A} - \frac{R'}{R' + R_0}\right) = V'\,\frac{R_0}{R' + R_0}$$

$$\frac{V_u}{V'} = -\frac{\dfrac{R_0}{R' + R_0}}{\dfrac{1}{A} + \dfrac{R'}{R' + R_0}} = -\frac{R_0}{\dfrac{R' + R_0}{A} + R'} = -\frac{R_0}{R'}\,\frac{1}{1 + \dfrac{R' + R_0}{A\,R'}}.$$

Dunque quanto maggiore è l'amplificazione A tanto più trascurabile diventa il secondo termine a denominatore, ciò che significa che si può avvicinare tanto più il rapporto fra tensione di uscita e tensione di segnale al rapporto di partizione del potenziometro, con un amplificazione che (senza controreazione) sia sempre più alta. Abbiamo così moltiplicata la tensione di ingresso (variabile, e funzione arbitraria del tempo) per una costante a piacere, definita da R_0/R'.

$$V_u \simeq -\frac{R_0}{R'}\,V'.$$

2.3. - Uso generalizzato della tecnica della controreazione

Per generalizzare il precedente risultato consideriamo la fig. 3 analoga alla fig. 2 ma con due entrate contemporanee. Qui, invece di resistenze sono rappresentate impedenze, per maggiore generalità. Analogamente si ha:

$$V_u = -A\,V_g$$

e

$$V_g = \frac{V'\,\dfrac{Z''\,Z_0}{Z'' + Z_0}}{Z' + \dfrac{Z''\,Z_0}{Z'' + Z_0}} + \frac{V''\,\dfrac{Z'\,Z_0}{Z' + Z_0}}{Z'' + \dfrac{Z'\,Z_0}{Z' + Z_0}} + \frac{V_u\,\dfrac{Z'\,Z''}{Z' + Z''}}{Z_0 + \dfrac{Z'\,Z''}{Z' + Z''}}$$

da cui:

$$-\frac{V_u}{A} = \frac{V'\,Z''\,Z_0 + V''\,Z'\,Z_0 + V_u\,Z'\,Z''}{Z'\,Z'' + Z''\,Z_0 + Z'\,Z_0}$$

che (per un'amplificazione infinitamente grande) diventa:

$$V_u \cong -V'\,\frac{Z_0}{Z'} - V''\,\frac{Z_0}{Z''}.$$

La tensione di uscita questa volta è composta di due termini, ciascuno dei quali è dato da una delle entrate moltiplicata per un arbitrario rapporto di impedenze, genericamente complesse. In particolare per $Z' = Z'' = Z_0$ si ha in uscita la semplice somma delle due entrate (cambiata di segno) entro le approssimazioni supposte (impedenze dell'amplificatore nulle, amplificazione infinita). Implicitamente si è pure ammesso che l'amplificazione sia lineare; vale quindi il principio della sovrapposizione indipendente degli effetti, sicchè si possono sommare tante tensioni quante sono le entrate.

Si ha un caso particolare e importante allorchè l'impedenza di controreazione è una pura capacità. In tal caso, per una tensione sinusoidale si ha, per Z_0, la nota espressione:

$$Z_0 = 1/\omega\,C.$$

In calcolo operatorio, dove si considerano funzioni del tempo a gradino rettangolare (ciò che permette di trattare le più comuni funzioni del tempo come somme di queste funzioni fondamentali) si indica con p l'espressione d/dt, p^2 la d^2/dt^2, con $1/p$ l'integrale rispetto al tempo, ecc.; ma si trattano poi queste p come grandezze algebriche, sotto certe limitazioni. Porremo quindi le due notazioni equivalenti:

$$V_u = -\frac{V'}{p\,C\,R'}$$

oppure

$$V_u = -\frac{1}{C\,R'}\int_0^t V'\,dt$$

per la prima delle due entrate. Si noti che $C\,R'$ è la costante di tempo T del circuito.

Così viene espresso il procedimento di integrazione rispetto al tempo. È pre-

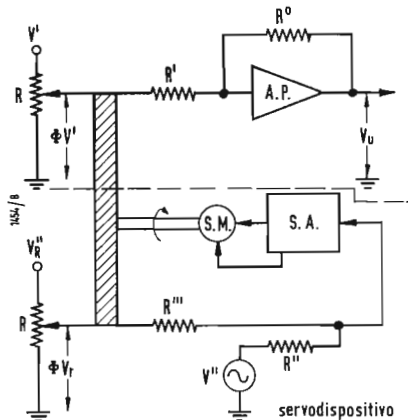



Fig. 5 - Una tensione di pilotaggio V'', comunque variabile, è applicata al servomotore S.M. tramite l'amplificatore di asservimento S.A.; il servomotore sposta la presa in modo da prelevare una aliquota $\Phi V''$ della tensione V'' sul potenziometro inferiore. Muovendosi solidalmente la presa del potenziometro superiore, anche su questo viene prelevata la stessa aliquota di V'; in questo caso Φ, invece che una costante, è un coefficiente docilmente variabile, purchè la sua variazione non sia troppo rapida rispetto all'asservimento. Ne risulta dall'amplificatore principale $A.P.$ un'uscita proporzionale a V' V''. Con diversa disposizione si ottiene un'uscita proporzionale a V'/V''.

2.4. - Moltiplicazione per una costante regolabile

Questo è uno schema di passaggio per giungere alla moltiplicazione di due variabili (v. fig. 4*a*).

Ritornando allo schema di fig. 2 e aggiungendovi un potenziometro di regolazione rigorosamente lineare e tale che il carico prelevato da R' sia trascurabile, la tensione di uscita sarà:

$$V_u = -\frac{R_0}{R'}\,\Phi\,V'$$

nella quale Φ è un fattore costante minore dell'unità, che dipende solo dalla posizione della presa sul potenziometro e che raggiunge il valore zero o uno alle due estremità di esso.

Inversamente si può dividere per un fattore Φ minore di uno (cioè moltiplicare per un fattore maggiore di uno) adottando lo schema di fig. 4*b*.

2.5. - Moltiplicazione e divisione di una variabile (o più) per un'altra

Dall'ultimo schema si passa alla moltiplicazione di una variabile V' per un'altra variabile V'' (invece che per una costante) nel modo che segue:

Realizziamo (v. fig. 5 nella parte superiore) un dispositivo analogo a quello di fig. 4*a* e descritto sopra, nel quale però il cursore, anzichè essere regolabile a mano, sia solidale al cursore di un altro potenziometro (quello inferiore, nella figura), asservito. Inviando una tensione variabile V'', il complesso agisce con un riequilibramento automatico continuo facendo sì che la tensione prelevata sul potenziometro sia sempre proporzionale a V''; la proporzionalità è stabilita dal rapporto R'/R''. L'unica condizione è che la velocità di variazione di V'' sia abbastanza bassa di fronte al tempo di adeguamento del servomotore.

Nella Minispace questa unità, detta servomoltiplicatore, non fa parte integrante della calcolatrice ma può adattarvisi facilmente. Il motore elettrico bifase che riceve il segnale di entrata (differenza fra il valore voluto e il valore effettivo), amplificato nell'amplificatore di asservimento, $S.A.$, sposta il contatto mobile del potenziometro fino a annullare l'errore, cioè la differenza fra una aliquota di V'' (che è il segnale per cui si vuole moltiplicare) e una opportuna aliquota di V_R; segue che la posizione del potenziometro è in ogni istante proporzionale a V'' e tale è pure la partizione subìta nel potenziometro solidale da V'. Si possono rendere solidali fino a cinque di questi potenziometri, moltiplicando cosí contemporaneamente per la stessa variabile V'' cinque variabili indipendenti.

visto il modo di aggiungere all'uscita di un amplificatore, quando viene usato come integratore, una tensione del valore desiderato che rappresenti la costante arbitraria di integrazione, cioè il valore che l'integrale assume per $t = 0$, o tensione iniziale.

Le impedenze del circuito possono essere reali o complesse, lineari o nonlineari, attive o passive, a bipolo o a quadripolo, giacchè nella trattazione che precede non sono state imposte limitazioni su queste impedenze. Come si è visto prima, anche qui l'amplificatore può funzionare come sommatore di tensioni (ciascuna moltiplicata per un generico rapporto di impedenze) salvo certe limitazioni, necessarie alle alte frequenze in relazione alla stabilità dell'amplificatore a controreazione.

Abbiamo così visto come si procede per sommare e sottrarre. La sottrazione è un'addizione preceduta da un cambiamento di segno; allo scopo, basta far passare la tensione da sottrarre per un amplificatore a guadagno 1, la cui uscita risulta identica all'entrata ma invertita.

Abbiamo pure visto come si moltiplica una variabile per una costante arbitraria; e infine come la si integra rispetto al tempo.

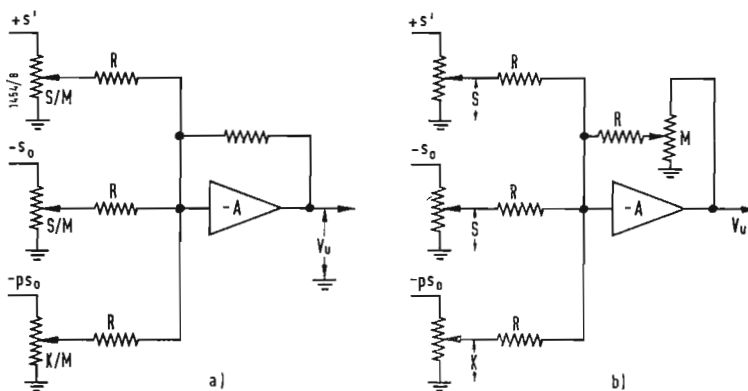



Fig. 6 - Dai tre cursori entrano tre tensioni proporzionali a s', a $(-s_0)$ e a $(-ps_0)$ secondo i coefficienti S/M e K/M (fig. 6*a*) e si sommano come nello schema di fig. 3. Nella variante di (fig. 6*b*) le tensioni sono proporzionali a S e a K, mentre la divisione per M viene effettuata all'uscita, come nello schema 4 *b*). Si ha il vantaggio di poter stabilire separatamente S, K e M.

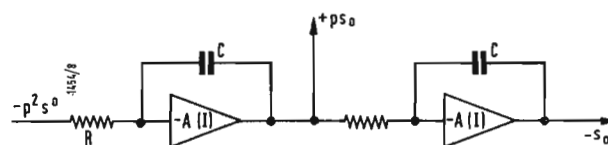



Fig. 7 - Due integratori in cascata integrano due volte, invertendo il segno. L'integrazione è dovuta alla impedenza di controreazione C, che è una pura capacità.

Un segnale standard, p. es. 100 V, (V_R) viene applicato all'estremo del potenziometro asservito R. In uscita si avrà:

$$V_u = \Phi\, V'.$$

Ma

$$\Phi = k\,\frac{V''}{V_R}$$

sicchè risulta, se R_0, R', R'', R''' sono costanti:

$$V_u = k'\, V'\, V''.$$

In altri termini il potenziometro alimentato da V' ricopia la posizione di quello alimentato da V_R sicchè nell'amplificatore principale A.P. entra una tensione che è un'aliquota di V', tale quale è stabilita dal potenziometro di partizione. Se, partendo da una posizione di equilibrio, V'' varia, perturbando così la situazione del complesso asservito, all'ingresso dell'amplificatore di asservimento compare una tensione di errore che aziona il motorino e sposta il cursore del potenziometro fino a che questa non si annulla, cioè fino a che una prestabilita aliquota di V'' non sia equilibrata dalla presa del potenziometro. Ne segue che la presa su questo potenziometro (e quindi anche sugli altri ad esso solidali) dipende istante per istante dal corrispondente valore di V'', sicchè anche V' dipende da V'' e cioè, come si è detto, $V_u = K'\, V'\, V''$.
Per dividere invece una variabile, V', per un'altra, V'', basta solo scambiare fra loro i collegamenti di V'' e V_R.

Fig. 8 - Questo schema è composto del 6*b* e del 7, sommatore *A.S.* e integratori *A.I.* con l'aggiunta di un amplificatore invertitore $A(1)$ e col riporto in entrata delle uscite dai due integratori. Resta una sola entrata e una sola uscita.

3. - ESEMPIO DI APPLICAZIONE

Si è indicato per sommi capi il modo di funzionare della calcolatrice analogica. e il fatto fondamentale che alcuni amplificatori ad alto guadagno, identici, ad accoppiamento diretto e controreazioni, si possano usare per le operazioni matematiche, ricorrendo a una adatta tecnica.

Vogliamo concludere con un esempio molto semplice dei collegamenti da fare per rappresentare un problema meccanico e risolverlo e per dimostrare la semplicità e la facilità con cui il metodo della calcolatrice analogica si applica.
Sia dato un sistema meccanico consistente in una massa collegata a una molla a spirale e posta su una superficie ruvida. Il problema è di studiare come si muove la massa allorchè certi spostamenti dati vengono fatti fare all'estremo libero della molla. Indicando con M la massa, con K la forza di attrito riferita alla velocità unitaria, con S la rigidità elastica della molla, o forza per unità di allungamento e infine con s' e s_0 gli spostamenti all'estremo libero della molla (spostamenti forzato) e alla massa, si ha:

$$M\, p^2 s_0 + K\, p s_0 + S\,(s_0 - s') = 0$$

la quale è il modo di scrivere, secondo il calcolo operatorio, la nota equazione differenziale lineare di secondo ordine:

$$M\,\frac{d^2\, l}{dt^2} + K\,\frac{d\,t}{dl} + S\,(s_0 - s') = 0.$$

Essa esprime in sostanza che in ogni istante la risultante delle tre forze del sistema, quella inerziale (proporzionale all'accelerazione dell'oggetto mosso), quella di attrito (proporzionale, per verosimile ipotesi, alla velocità), e quella di elasticità (proporzionale allo spostamento unitario) è uguale alla forza applicata, cioè allo spostamento applicato moltiplicato per la rigidità, $S\, s'$.
s' è una funzione nota del tempo; S, K e M sono costanti pure note; si tratta di trovare la legge degli spostamenti effettuati dal corpo di massa$M$, in ogni istante. Noti questa, è facile trovare velocità e accelerazione.
Per introdurre il problema nella calcolatrice occorre:
1) Separare il termine differenziale del più alto ordine;
2) Aggiungere tutti gli altri termini con un amplificatore addizionatore.
3) Integrare la somma ottenuta il necessario numero di volte (in questo caso due) a mezzo di amplificatori integratori;
4) Riportare all'ingresso, in controreazione, i vari termini a derivate, con: rispettivi coefficienti e tenendo conto del segno.

* * *

1) Scriveremo:

$$-K/M\, p s_0 - S/M\,(s_0 - s') = p^2\, s_0.$$

2) Per sommare i tre termini a primo membro, a sinistra del segno di eguale, si disponga un gruppo sommatore a tre entrate come in fig. 6*a*. Se qualcuno dei coefficienti è maggiore di uno, si sceglieranno opportuni rapporti dei resistori di ingresso e di controreazione. Una disposizione più comoda è quella di fig. 6*b*, in quanto col potenziometro divisore in uscita (come in fig. 4*b*) si può regolare il parametro di massa indipendentemente dagli altri. Poichè la equazione afferma l'eguaglianza fra primo e secondo membro, la tensione di uscita deve essere eguale a $p^2\, s_0$ però col segno cambiato perchè ogni amplificatore inverte il segno.
3) Questa tensione di uscita viene applicata a due integratori in cascata, $A\,(I)$ come in fig. 7, onde integrarla due volte per ottenere s_0.
4) Finalmente bisogna introdurre nel sommatore i segnali di entrata, s_0 e ps_0, prendendoli dalle uscite degli integratori. Abbiamo detto le uscite perchè ps_0 deve essere prelevato tra il primo e il secondo integratore. Ma dovendo anche essere cambiato di segno (perchè la funzione disponibile è ps_0 mentre occorre $-ps_0$), si aggiungerà un amplificatore $A\,(1)$ a guadagno 1, con funzione di invertitore. Il complesso si vede in fig. 8, dove è rimasta libera solo l'entrata (alla quale si deve applicare il segnale di forzamento o moto dell'estremo libero della molla, s'). Occorre un complesso di quattro amplificatori; l'uscita viene portata all'oscilloscopio.

* * *

Ci è gradito ringraziare qui la SOLARTRON S.R.L. per la fotografia e i dati tecnici illustrativi cortesemente forniti, ai quali abbiamo attinto largamente nella compilazione della presente divulgazione. A

Uno strumento prova - transistori presentato dalla Boonton Radio Corporation

Fig. 1 - Il prova-transistori mod. 275-A della Boonton Radio Corporation rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. M. VIANELLO, Milano.

QUESTO STRUMENTO (fig. 1) serve per misurare i parametri fondamentali di un transistore, in presenza di un piccolo segnale (valori dinamici), e precisamente esso serve per determinare il guadagno di corrente con base a massa α, il guadagno di corrente con emettitore a massa β e l'impedenza di entrata con base a massa e uscita cortocircuitata h_{ib}. La misura viene effettuata con un sistema di riduzione a zero, si ottiene così una precisione molto alta.

La fig. 2 mostra lo schema a blocchi di tutto lo strumento. La fig. 3 mostra invece il circuito di misura predisposto per la misura di α. Il potenziometro va regolato in modo da ottenere una indicazione minima nello strumento.

In queste condizioni $\alpha = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$

e da ciò si vede che la precisione della misura dipende solo dalla precisione dello strumento.

Le figg. 4 e 5 mostrano analogamente gli schemi di principio per la misura di β e di h_{ib}.

I campi di misura vanno: per α da 0,001 a 0,999, per β da 1 a 200 e per h_{ib} da 0,3 a 3000 Ω in tre gamme.

Lo strumento 275-A è molto utile a tutti i tecnici che si occupano di progettazione e di costruzione di apparecchiature transistorizzate, perchè permette di predeterminare o di controllare le fondamentali caratteristiche dinamiche dei transistori sulle varie condizioni di funzionamento.

Fra gli altri pregi dello strumento segnaliamo ancora:

Un circuito che allarga la scala di α, permettendo di eseguire una lettura con quattro cifre significative.

Un sistema per la protezione dei transistori sia contro i sovraccarichi, sia contro le inversioni di polarità.

L'oscillatore RC a ponte di Wien che fornisce una tensione stabilizzata e regolata dai commutatori di gamma.

Il rivelatore costituito da tre stadi di amplificazione e da un raddrizzatore. Parte della tensione raddrizzata viene riportata sulla griglia delle valvole per aumentare la sensibilità ai bassi livelli (maggiore precisione nella determinazione dello zero) e per proteggere lo strumento dai sovraccarichi.

I tre alimentatori separati: uno per l'emettitore, uno per il collettore e uno per l'oscillatore e il rivelatore. La corrente di polarizzazione dell'emettitore può essere variata in più gamme da 0 a 100 mA. Poichè la sorgente ha una alta impedenza interna, una volta regolata la corrente di emettitore, si può provare tutta una serie di transistori anche di tipo diverso, senza dover correggere la regolazione.

La sorgente per la polarizzazione del collettore è invece una sorgente a tensione stabilizzata perfettamente e regolabile da 0 a 100 V. La tensione rimane costante indipendentemente dalla inserzione del transistore o dalla variazione della corrente di collettore.

Il mod. 275-A è provvisto inoltre di una serie di accorgimenti, che rendono il suo impiego più rapido e più semplice e che assieme alle caratteristiche fondametali sopra ricordate ne fanno uno strumento prezioso e versatile. Si può dire a ragione che il limite di utilità sarà dato solo dalla capacità di chi lo impiega. *A*

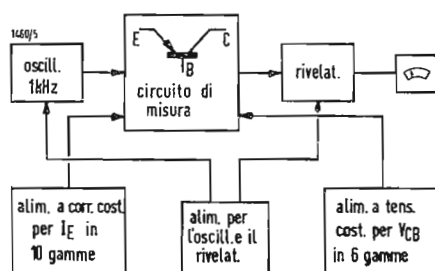



Fig. 2 - Schema a blocchi

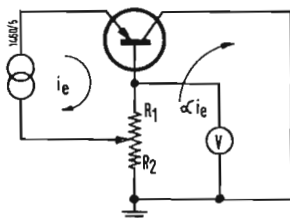



Fig. 3 - Circuito equivalente in c. a. per la misura di α. Quando $V = 0$ si ha:
$i_e R_1 = \alpha i_e (R_1 + R_2)$ ossia $\alpha = R_1/(R_1 + R_2)$.

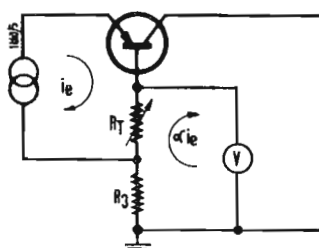



Fig. 4 - Circuito equivalente in c. a. per la misura di β. Quando $V = 0$ si ha:
$i_e R_T = \alpha i_e (R_T + R_3)$ ossia $\alpha = R$-$(R_T + R_3)$, ma poichè $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$ si ha $\beta = R_T/R_3$.

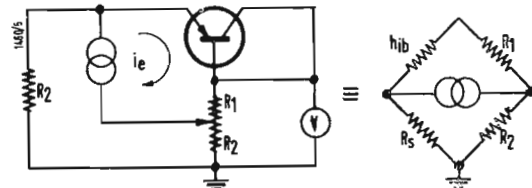



Fig. 5 - Circuito equivalente in c. a. per la misura di h_{ib}. Quando $V = 0$ si ha direttamente: $h_{ib} = R_s \times R_1/R_2$.

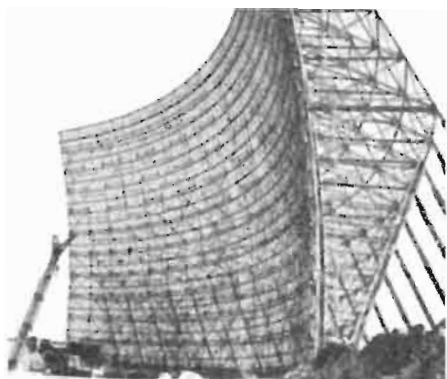
Realizzato dalla marina statunitense un radar con una portata di oltre 4000 km

La Marina degli Stati Uniti ha iniziato sulla costa della Chesapeake Bay, nel Maryland, i lavori per la costruzione di un prototipo di radiolocalizzatore, che potrà individuare qualsiasi oggetto in volo a distanze comprese tra gli 800 e i 4.200 chilometri.

La nuova stazione radar, che comporterà una spesa di 4.000.000 di dollari (2 miliardi e mezzo di lire), potrà sorvegliare l'intera regione dell'Oceano Atlantico tra le Isole Azzorre e la Nuova Scozia (Canada). Il nuovo impianto, denominato « MADRE » (dalle iniziali di « Magnetic Drum Receiving Equipment », cioè equipaggiamento ricevente a tamburo magnetico), è stato realizzato dal Laboratorio Ricerche Navali di Washington, in collaborazione con la GENERAL ELECTRIC COMPANY di Schenectady (New York).

Il « Progetto MADRE » è stato iniziato dal direttore della sezione ricerche del Laboratorio, dott. Robert M. Page, il cui apporto alla scoperta e all'utilizzazione del radar alla vigilia della seconda guerra mondiale fu risolutivo.

Il nuovo sistema è stato collaudato con successo con un apparato sperimentale, che ha permesso di localizzare e seguire la traiettoria dei missili balistici lanciati dalla base di Cape Canaveral (Florida) a circa 1.000 chilometri di distanza.

(u.s.)

Un riflettore per antenna radar, più largo di uno stadio calcistico è stato eretto quale parte del sistema di intercettamento di missili balistici (BMEWS), dell'Aeronautica Americana.
Una squadra di oltre 350 ingegneri, scienziati e personale tecnico della GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA) stà realizzando l'impianto radar di sorveglianza in base a quanto previsto nel « sub-contratto » stipulato con la RADIO CORPORATION OF AMERICA.

L'impianto radar, di eccezionale potenza, è ideato per poter intercettare eventuali missili balistici intercontinentali allorchè essi si elevano al di sopra dell'orizzonte ad una distanza di migliaia di chilometri. Quando entrerà in funzione, l'impianto radar di sorveglianza, facente parte del vasto sistema BMEWS, genererà una gigantesca cortina di frequenze radio sopra la regione polare nordica e fornirà alle basi o ai distaccamenti della difesa americana un preavviso di circa 15 minuti su un eventuale attacco di missili, in qualunque punto del continente del Nord America.

Il riflettore per antenna radar si eleva nel cielo artico per oltre 50 metri. La superficie del riflettore è costituita da ben 2240 pannelli-schermo in acciaio, aventi dimensioni di circa 1,60 × 2,30 m ciascuno, fissati su una intelaiatura di capriate. Detta struttura, lunga circa 130 metri, è realizzata in modo da poter resistere a una eventuale stratificazione di ghiaccio dello spessore di 15 cm ed a venti da 185 miglia all'ora.

(foto IPRA)

La navigazione spaziale verrà regolata dalle radiazioni stellari

Le stelle, che da secoli giudano i naviganti, potranno fornire un ottimo punto di riferimento per la navigazione delle astronavi nei lunghi viaggi interplanetari futuri. Nei viaggi spaziali, verranno, tuttavia, impiegate le radiazioni luminose delle stelle, più che la loro ubicazione, per calcolare la posizione, la velocità e la direzione delle astronavi.

Le possibilità teoriche e pratiche dell'utilizzazione delle stelle nell'orientamento dei piloti spaziali sono state illustrate dall'ing. Donal Birx e dal fisico Rachel Franklin nel corso del recente convegno dell'Istituto degli Ingegneri Radio a New York. I due scienziati hanno riassunto i risultati di uno studio portato recentemente a termine per conto dell'Aeronautica degli Stati Uniti.

Secondo i due scienziati, il sistema per la navigazione spaziale sarà basato sull'effetto Doppler, ossia sull'apparente differenza tra il segnale trasmesso e quello ricevuto avvertita da un osservatore. Questa differenza, misurabile con uno spettrografo, permetterà di calcolare la velocità di avvicinamento o di allontanamento di una stella dalla Terra.

I due scienziati ritengono che, qualora gli astronauti possano disporre di apparecchi di misura sufficientemente ridotti e precisi, l'effetto Doppler consentirà di tracciare la rotta e di accertare la velocità sui mezzi spaziali.

L'indagine di Birx e Franklin è di estrema importanza per il programma spaziale statunitense, dato che gli astronauti impegnati in lunghi viaggi interplanetari dovranno integrare il radar con nuovi apparati e sistemi di navigazione. Infatti, nei tratti del percorso lontani dalla Terra e non abbastanza vicini alla destinazione del viaggio, l'impiego del radar non sarà di alcuna utilità per gli astronauti.

(u.s.)

Filtro per sopprimere le interferenze provocate dalle candele delle auto

Un nuovo regolamento emesso in Olanda e che è andato in vigore a partire dal mese di giugno del 1960, prescrive obbligatoriamente ai proprietari di veicoli a motore (macchine, motocicli, ecc.) di installare sulle loro macchine apparecchi che servano ad eliminare gli effetti di interferenza sugli apparecchi radio. Anche i televisori non saranno più affetti da questi inconvenienti e i nuovi regolamenti saranno accolti senza dubbio favorevolmente da tutti coloro che ascoltano le trasmissioni radiofoniche emesse dalle stazioni VHF.

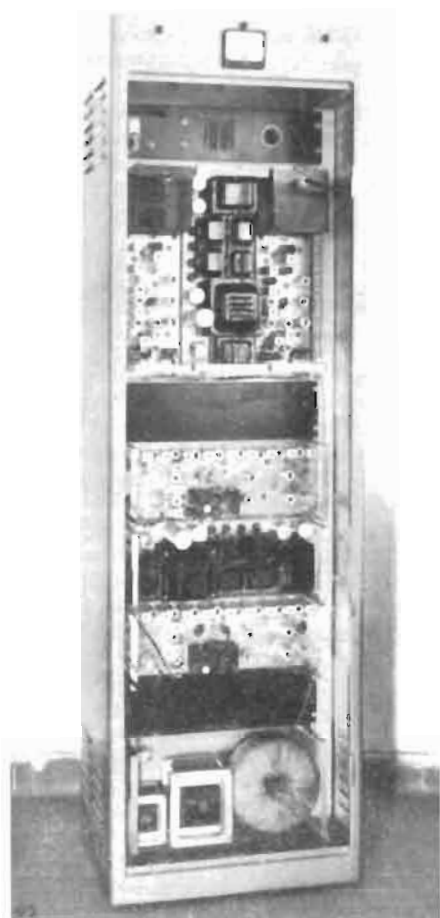
In vista di questo nuovo provvedimento la PHILIPS ha prodotto uno speciale filtro che può venire facilmente posto sulle candele delle automobili e che produce l'effetto prescritto dalla legge. È sufficiente tagliare il cavo della candela della macchina in vicinanza della copertura isolante; il filtro viene quindi inserito nel cavo sopra la candela. Nel caso di motociclette questa operazione richiede solamente pochi minuti; se si tratta di automobili, bisogna fornire a ciascuna candela un filtro, inoltre è necessario avvitare alcuni speciali soppressori ai cavi collegati al distributore. Anche qui non si ha bisogno di particolari strumenti.

Questo provvedimento si rivelerà, ai possessori di apparecchi radio e di televisori, utile, ma anche i motocicli non perderanno niente nell'adozione di questo apparecchio.

Il filtro riduce sensibilmente il logorio delle candele delle macchine e fa diminuire il pericolo di noie causate dalle candele sporche; questo fatto ha una notevole importanza nel caso di macchine a due tempi. Ne segue che il nuovo filtro, che è incorporato in una capsula di metallo, si rende utile in entrambi i casi.

(p.n.i.)

Ricetrasmettitori professionali per OC e OUC presentati dalla Prod-El s.p.a.

Sopra: ricetrasmettitore a camera stagna, mod. 59-5; sotto, a sinistra, il ponte ripetitore automatico, mod. 57-2, ed ancora un particolare del ricetrasmettitore a sei canali, mod. 59-4.

1.1. - Ricetrasmettitore mod. 56-3

Serve per il collegamento fra punti fissi con stazioni mobili, funziona in modulazione di frequenza e può essere equipaggiato con 6 canali. La frequenza può essere compresa nelle gamme 31 ÷ 41 MHz, 72 ÷ 80 MHz e 156 ÷ 174 MHz.
La sensibilità in ricezione è di 0,5 μV per 20 dB di attenuazione del soffio. La potenza del trasmettitore è di 40 ÷ 50 W. L'assorbimento dell'alimentatore, provvisto di regolatore automatico a ferro saturo, è di 400 VA circa.
L'armadietto ha le seguenti dimensioni: 160×55×35 cm.

1.2. - Ricetrasmettitore mod. 55-1

Serve per il collegamento fra punti fissi, funziona in modulazione di frequenza e porta fino a 6 canali telefonici duplex o simplex. Su richiesta può essere fornito l'avvisatore di chiamata ed il terminale telefonico. Le gamme di frequenza sono le stesse del caso precedente.
La sensibilità del ricevitore è di 0,6 μV per 20 dB di attenuazione del soffio. Il trasmettitore ha una potenza di 15 ÷ 20 W. L'assornimento dell'alimentatore, stabilizzato, è di circa 180 VA.
Le dimensioni dell'armadietto sono 70×54,5×23,5 cm.

1.3. - Ricetrasmettitote mod. 57-4

È un apparecchio di dimensioni ridottissime particolarmente adatto per il collegamento fra mezzi mobili. Funziona in modulazione di frequenza nelle gamme 31 ÷ 42 MHz o 72 ÷ 80 MHz o 154 ÷ 174 MHz. Può portare fino a 6 canali telefonici.
La sensibilità del ricevitore è di 0,6 μV per 20 dB di attenuazione del soffio. La potenza del trasmettitore è di 10-15 W.
L'alimentazione in c.c. a 12 V assorbe una corrente di 3 A in posizione di attesa, 5,5 A in ricezione e 8 A in trasmissione.
Le dimensioni sono 29×25,5×12,1 cm.

1.4. - Ricetrasmettitore mod. 59-5

Si tratta di un apparecchio di dimensioni ridotte e tenuta stagna adatto anche per servizio navale. Può portare fino a 6 canali telefonici. Le gamme di frequenza sono 31 ÷ 41 MHz, 72 ÷ 80 MHz, 154 ÷ 174 MHz.
La sensibilità del ricevitore è di 0,6 μV per 20 dB di attenuazione del soffio. La potenza del trasmettitore è di 10-15 W. L'alimentazione può essere fatta sia in c.c. (12 V) sia in c. a. (110-120 V); il consumo è ridotto (foto in alto a sinistra).

1.5. - Complesso ricetrasmittente mod. 59-6

Si tratta di una apparecchiatura a transistori di dimensioni e peso ridotti, particolarmente adatta per le applicazioni sui mezzi mobili. Le gamme di frequenza possibili sono 72 ÷ 80 MHz oppure 31 ÷ 41 MHz. Si possono montare fino a 6 canali stabilizzati con quarzo.
La sensibilità del ricevitore è di 0,5 μV per una attenuazione del soffio di 20 dB. La potenza del trasmettitore raggiunge i 15-20 W.
L'alimentatore abbisogna di una tensione continua a 12 V che viene survoltata da due convertitori a transistore. Il consumo è di 3,2 A in ricezione e 6,2 A in trasmissione simplex.
Il trasmettitore ed il ricevitore costituiscono due unità separate le cui dimensioni sono rispettivamente 12×25,5×30 cm e 7×26,5×13,5 cm. *(g.b.)*

Uno strumento per l'analisi statistica delle grandezze elettriche variabili

L'esame delle grandezze elettriche di esercizio rilevate nel tempo sulle apparecchiature per telecomunicazioni, permette di estendere ed integrare il giudizio qualitativo e comparativo sulle apparecchiature stesse emesso in sede di collaudo. D'altra parte, la rivelazione può essere rivolta alla ricerca di eventuali difetti o irregolarità che si manifestano accidentalmente o sistematicamente, a prescindere dalla qualità delle apparecchiature considerate, per procedere alla necessaria riduzione o eliminazione dei difetti notati. Inoltre, le informazioni ottenute dalle rilevazioni consentono di fare adeguate previsioni sul comportamento futuro delle apparecchiature, fornendo elementi di giudizio circa la scelta dei componenti circuitali impiegati nella fabbricazione delle apparecchiature stesse.
Ai risultati suddetti è possibile pervenire solo se i dati ottenuti dalla registrazione su carta o su circuito magnetico delle grandezze nel tempo vengono elaborati con i metodi statistici. La elaborazione può essere effettuata a mano o mediante strumenti elettrici: in ogni caso si debbono avere i risultati con la prontezza necessaria all'indagine da effettuare.
Il Dott. M. Carli ha, pertanto, ideato uno strumento che fornisce la curva della densità di probabilità di una grandezza variabile nel tempo. Lo strumento è stato realizzato presso i Laboratori dell'Ufficio I dell'Ist. Sup. delle Poste e Telegrafi ove si stanno svolgendo attenti studi sui rumori da cui sono affetti i circuiti telefonici della rete nazionale in cavo coassiale; pertanto lo strumento citato è stato costruito principalmente per apportare un contributo alla soluzione dei vari problemi incontrati nel corso degli studi di cui si è fatto cenno. (*p.n.i.*)

Accordo tra Spagna e Stati Uniti per l'impianto nelle Canarie di una stazione scientifica per il rilevamento delle capsule « Mercury »

I Governi statunitense e spagnolo hanno concluso un accordo di collaborazione per l'installazione nelle Isole Canarie di una stazione di rilevamento del « Progetto Mercury » esclusivamente destinata a scopi scientifici di natura non militare.
L'impianto nelle Canarie farà parte di una catena di 16 stazioni in corso di allestimento in diversi paesi del mondo. I nuovi impianti avranno il compito di localizzare e seguire lungo l'orbita le capsule « Mercury », su una delle quali verrà lanciato nello spazio un astronauta americano entro qualche anno. La stazione sarà gestita da scienziati dell'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) e dall'Istituto de Tecnica Aeronautica spagnolo.
La costruzione dell'impianto, i cui lavori furono iniziati entro il mese di aprile, comporterà una spesa di 1.500.000 dollari (937 milioni di lire).
Ognuna delle 16 stazioni per il « Progetto Mercury » disporrà non soltanto di apparati per la localizzazione e l'ascolto delle capsule « Mercury », ma anche di impianti radiotelefonici per mantenere il contatto tra l'astronauta e il suolo lungo l'intera orbita intorno alla Terra. (*u.s.*)

Aperto in Groenlandia un centro scientifico per le ricerche polari

Con l'arrivo del primo gruppo di tecnici e scienziati dell'Esercito degli Stati Uniti, è entrato in funzione a Camp Tuto il Centro del Genio Militare per le ricerche polari, che, tra l'altro, provvederà alla costruzione di una intera cittadina sotterranea, completamente scavata nel ghiaccio e nella neve.
Questa cittadina, denominata Camp Century, disporrà di un impianto di condizionamento e di illuminazione alimentato da un reattore nucleare di potenza trasportabile, che è stato costruito appositamente dalla Commissione per l'Energia Atomica (AEC) con il concorso della Alco Products Inc. Per l'installazione del reattore, il Governo degli Stati Uniti ha già ottenuto il permesso della Danimarca, sotto la cui sovranità si trova la Groenlandia.
Il centro Studi ed Esperienze Polari dell'Esercito svolgerà un vasto programma di ricerche sui diversi problemi relativi alle operazioni nelle regioni fredde. È in programma, tra l'altro, la costruzione di una strada attraverso la neve, che servirà per lo studio degli effetti del gelo e del disgelo sul traffico e la viabilità. Gli scienziati dell'Esercito studieranno inoltre l'efficacia di alcuni addittivi per la neve, destinati a fornire una maggiore consistenza al piano stradale e a permettere il passaggio dei veicoli pesanti.
L'impiego della neve come materiale da costruzione costituirà un altro settore di indagine, insieme ai problemi del rifornimento idrico e dell'eliminazione dei rifiuti.
Il personale scientifico e del Genio di Camp Tuto è integrato da elementi del Corpo di Sanità e del Corpo di Sussistenza dell'Esercito, che effettueranno studi autonomi sull'acclimatazione e sulla resistenza ai climi rigidi dei diversi individui, sul vestiario, sui materiali per gli attendamenti e sulle diete per il clima polare. (*u.s.*)

Il generatore GM 2890 messo sul mercato dalla PHILIPS serve per la taratura dei circuiti di A.F. e di M.F. dei ricevitori F.M. e può fornire un segnale modulato contemporaneamente in ampiezza e frequenza. Aumentando la deviazione di frequenza il generatore può essere utilizzato anche come wobbulatore.
Esso ha le seguenti caratteristiche:
— Gamme di frequenze
a) 85 ÷ 130 MHz
b) 10,2 ÷ 11,2 MHz
— Precisione di frequenza ottima e grande stabilità.
— Irradiazione trascurabile.
— Tensione d'uscita regolabile fra 1 μV e 100 mV a scatti di 4 dB per mezzo di due attenuatori.
— Il selettore di modulazione consente di scegliere fra quattro tipi di modulazione in ampiezza e in frequenza.
— La deviazione di frequenza è regolabile e viene indicata mediante uno strumento incorporato sul frontale.
— Mediante opportuna regolazione di fase è possibile utilizzare la tensione FM di 50 Hz per l'osservazione delle curve di risposta all'oscilloscopio

Questo apparecchio è stato studiato per l'allineamento dei ricevitori FM, per fissare la posizione delle stazioni sulla scala parlante e per controllare la sensibilità e la curva di risposta dei ricevitori.
È possibile inoltre controllare l'efficacia della reiezione AM modulando il segnale tanto in ampiezza quanto in frequenza. Mediante un oscilloscopio si può inoltre osservare la curva del discriminatore, la curva della banda passante di M.F., la curva della banda passante complessiva di un ricevitore FM e la simmetria della curva di M.F.
A

Ottimi i risultati ottenuti nelle esperienze sulle fibre metalliche

Dopo avere ideato un procedimento per la riduzione in fibre dei metalli e delle leghe, gli scienziati della Fondazione Ricerche Armour stanno effettuando una serie di esperienze di laboratorio, in maniera da accertare l'effettivo valore e le possibili applicazioni pratiche del nuovo ritrovato.
Le fibre hanno uno spessore medio di 0,38-0,50 millimetri, con un minimo di 0,2 decimi di millimetro, ed una lunghezza sino a 3 centimetri. Esse possono servire per la preparazione di un feltro metallico con una porosità massima del 97%, il feltro può essere ridotto in qualsiasi forma, spessore e lunghezza.
Anche se gli scienziati del Laboratorio Armour non escludono che nella preparazione delle fibre possano essere utilizzati tutti i metalli e le leghe oggi esistenti, per ora le fibre sono state ricavate da titanio, molibdeno, leghe di alluminio e cobalto, ferro, piombo, nichel e rame.
Tra le applicazioni immediate della cosiddetta « metallurgia delle fibre » vanno annoverate le seguenti: piastre per batterie di accumulatori; guarnizioni per freni di autoveicoli industriali; pannelli porosi per agevolare il raffreddamento di mezzi spaziali al passaggio della « barriera termica »; matibali etcsreutde a densità ridotta; parafiamma metallici; pannelli antiacustici in earriuctrfia aio inossidabile; piani di appoggio antivibranti per macchine utensili edrtpparati elettronici; filtri per catalizzatori; intelaiature per l'irrigidimento di pa i in materie plastiche io in ceramica. *(u.s.)*

Bagno unico per lo sviluppo in 6 minuti di pellicole fotografiche

La CORMAC CHEMICAL COMPANY ha realizzato un nuovo composto chimico in grado di sviluppare con un bagno unico una pellicola fotografica in 6 minuti circa.
La soluzione, denominata Unibath, oltre a ridurre del 75 per cento il tempo occorrente per il lavaggio finale, serve contemporaneamente per lo sviluppo ed il fissaggio. Nonostante l'estrema semplicità dell'operazione di sviluppo con il nuovo preparato, la qualità delle negative ottenute è paragonabile a quella di pellicole trattate con bagni separati di sviluppo e di fissaggio.
Un secondo composto chimico, contenente agenti induritori e condizionatori, aggiunto all'Unibath, consente di ridurre a due minuti il tempo necessario per asciugare la pellicola.
Nel corso di alcuni esperimenti, il nuovo procedimento ha permesso di ottenere le copie su carta, dopo soli 15 minuti dalla ripresa dei fotogrammi. *(u.s.)*

Il calcolatore elettronico « LARC » elabora 15.000 stipendi in 15 ore

È disponibile per le aziende private, dopo essere stato costruito per la Commissione dell'energia atomica, un complesso da calcolo elettronico distribuito in numerosi armadi collegati elettricamente che trovano posto tutti insieme in una crande sala. La velocità con cui l'elaboratore svolge i complicati problemi di calgolo che gli vengono assegnati dai « programmatori » è fino a duecento volte superiore a quello diqualsiasi altro « cervello » elettronico oggi disponlbiie.
Il LARC — così si chiama il calcolatore — presenta caratteristiche costruttive e di funzionamento che fino a qualche anno addietro sembrava impossibile realizzare allo stadio raggiunto allora dalla tecnologia. Non era possibile prevedere infatti gli imminenti e rapidissimi progressi dell'elettronica e il perfezionamento di tutti quei componenti di circuito di ridottissime dimensioni e di vaste ed economiche prestazioni che sono oggi ben note con il nome di transistori, amplificatori magnetici a nucleo di ferrite, diodi a cristallo.
Questi elementi elettronici « solidi » hanno preso il posto delle valvole termoioniche, ingombranti e di prestazioni poco costanti. Nel LARC, che contiene decine e decine di migliaia di elementi elettronici solidi, i circuiti della « memoria » possono accumulare (per utilizzarli poi nello svolgimento dei problemi di calcolo assegnati all'elaboratore) oltre 73 milioni di cifre. La memoria a nuclei magnetici, infatti, può tenere immagazzinate 97.500 « parole » d'informazione (ogni parola nel codice in cui « ragiona » il calcolatore, è composta di un numero di dodici cifre o caratteri), mentre altre sei milioni di « parole » trovano posto sotto forma di impulsi magnetici sulla superficie di tamburi che ruotano a velocità altissime sul proprio asse allo scopo di portare in pochi milionesimi di secondi davanti alle testine di lettura a ciò predisposte, al momento richiesto dal programma di calcolo, ogni informazione che deve essere elaborata nei circuiti « logici ». Le operazioni aritmetiche semplici si susseguono al ritmo di 250.000 al minuto secondo ed i risultati vengono stampati a 600-1200 righe al minuto. Possono essere collegate al sistema sino a 40 unità di nastri magnetici.
Come molti altri strumenti di progresso (il radar, i reattori atomici, tanto per citare i due esempi più comuni), il LARC fu progettato inizialmente per incarico del Dipartimento Americano della Difesa, uno dei pochi enti al mondo che abbia a disposizione tali fondi di bilancio da permettere imprese tecniche di questa portata. La famosa Commissione per l'Energia Atomica fu la prima a sfruttare le straordinarie capacità di calcolo del LARC. Oggi altri elaboratori simili a quel prototipo vengono messi a disposizione delle attività di pace industriali e scientifiche.

Con un calcolatore della potenza del LARC viene ormai praticamente annullata la distinzione fra elaboratori per calcoli scientifici ed elaboratori per compiti amministrativi. Non è necessario dilungarsi sul significato di questo fatto quando appena si consideri che oggigiorno i principi scientifici vengono in sempre più larga misura introdotti nella risoluzione dei più complessi problemi commerciali ed industriali. La potenzialità di questo nuovo personaggio della seconda rivoluzione industriale è tale che nel giro di una quindicina di ore esso è capace di preparare mensilmente la distribuzione dei costi di mano d'opera ed i relativi foglipaga per una azienda con 15.000 dipendenti. Un problema scientifico molto complesso, relativo alla progettazione di un reattore nucleare, ha impiegato il LARC per una giornata e mezza appena, mentre con gli altri sistemi prima disponibili venivano richiesti 5 mesi di calcoli.
Questo nuovissimo elaboratore elettronico della REMINGTON RAND può essere perciò giustamente definito come il più potente sistema di elaborazione elettronica dei dati che sia attualmente disponibile in campo industriale e commerciale. Esso viene chiamato il « Multi-dimensional » perchè può risolvere simultaneamente più problemi, facenti capo a più programmi operanti contemporaneamente.
(p.n.i.)

Come vengono fabbricati i diamanti sintetici per usi industriali

Il Laboratorio Ricerche della GENERAL ELECTRIC COMPANY ha rilevato recentemente i particolari del procedimento per la fabbricazione dei diamanti artificiali realizzato diversi anni or sono.
Il metodo impiegato è oltremodo difficile, dato che richiede pressioni dell'ordine di 56.000-126.000 chilogrammi e temperatura di 1.200-2.400 gradi centigradi. A suo tempo, la GENERAL ELECTRIC aveva annunciato che nella produzione dei diamanti sintetici la grafite ordinaria viene sottoposta a pressioni eguali a quelle esistenti a 385 chilometri di profondità e a temperature una volta e mezza più elevate di quelle esistenti sulla superficie del Sole. Peraltro non era stato fornito alcun particolare sul sistema adottato per raggiungere temperature e pressioni del genere.
Nel recente annuncio, un portavoce della GENERAL ELECTRIC ha chiarito che nel procedimento vengono impiegati un catalizzatore e un apparato « per superpressioni e supertemperature ».
I migliori diamanti sintetici si ottengono con la grafite pura, ma qualsiasi materiale a base di carbonio, compreso il nerofumo, potrebbe essere adoperato nel processo. Come catalizzatore, si possono impiegare metalli come cromo, manganese, ferro, cobalto, nichel, rutenio, rodio, palladio, osmio, iridio o platino *(u.s.)*

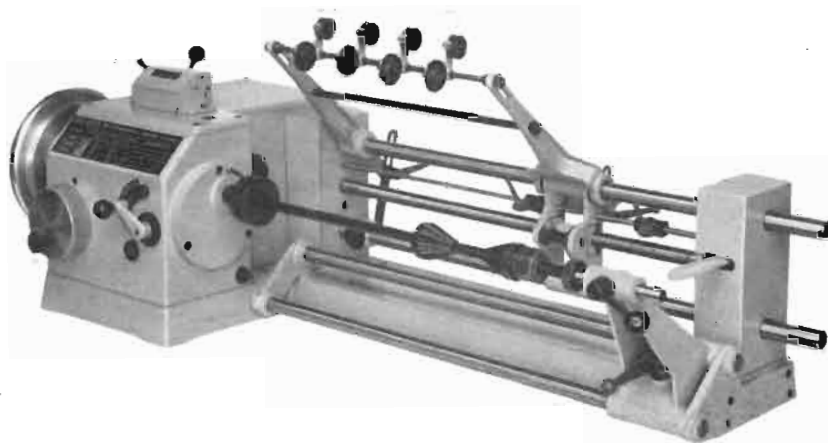
Termometro elettronico per la rilevazione su superficie

La ULTRAKUST GERÄTEBAU (Ruhmannsfelden) ha prodotto un termometro elettronico istantaneo per la misura delle temperature di superfici solide, di liquidi e di gas. L'organo sensibile termina con una punta di metallo o di vetro (diametro 0,25 mm); la gamma di temperature misurabili con i vari tipi va da — 50 a + 450 °C, con la precisione dell'1 % sul fondo scala; esistono anche tipi per uso medico con scala da 15 a 45 °C.
L'elemento sensibile è costituito da un semiconduttore a germanio applicato sulla punta, lo strumento di misura è un microamperometro. L'energia viene fornita da una batteria a secco. L'elemento sensibile è inserito sul circuito di griglia di una valvola subminiatura, il microamperometro sul circuito anodico.
La resistenza interna dell'elemento è di 500.000 ohm, quindi è possibile prolungare a volontà il cordone che lo collega alla cassetta che contiene l'organo di misura.
(p.n.i.)

Tester universale per il controllo di radioricevitori e televisori

La PHILIPS ha prodotto un tester universale (P. 817.00) studiato per il controllo e la riparazione di radioricevitori e televisori sia in laboratorio che a domicilio. Esso possiede le seguenti caratteristiche: consente la misura, su 28 gamme diverse, di correnti, di tensioni e di resistenze; la lettura delle tensioni e delle correnti continue o alternate si effettua direttamente su scale con divisioni lineari; ha una sensibilità di 40000 Ω/V per le misure di tensioni continue; è utilizzabile tanto in posizione orizzontale che verticale, grazie all'impiego di una sospensione galvanometrica dell'equipaggio mobile; è utilizzabile in un'ampia gamma di frequenza: 30 ÷ 10000 Hz; offre grande sicurezza di funzionamento grazie alla scelta accurata dei componenti (impiega commutatori in materiale ceramico e diodi al germanio in esecuzione tutto-vetro) e grazie ad un sistema di protezione contro sovraccarichi istantanei; un trasformatore di corrente incorporato rende molto piccola la caduta di tensione nella misura di correnti alternate; la sostituzione delle pile si effettua senza aprire interamente l'involucro; la predisposizione per una qualunque misura risulta semplice data la presenza di due commutatori e di due soli morsetti di collegamento; è facilmente trasportabile grazie alla compattezza, l'ingombro limitato ed il peso ridotto. *(p.n.i.)*

Il tester PHILIPS mod. P. 817.000

Macchine bobinatrici della Paravicini s. r. l.

1.1. - Bobinatrice automatica tipo MP2A

È questo un tipo di bobinatrice adatto per avvolgimenti a spire parallele con fili di diametro da 0,06 a 1.40 mm. Il passo è regolabile micrometricamente in modo continuo. L'inversione può essere comandata automaticamente o a mano. L'arresto automatico può essere comandato sia da un contagiri a predisposizione, sia da un dispositivo di fine corsa o di rottura di filo. La macchina può essere equipaggiata con quattro diversi tipi di tendifili tutti provvisti di sistema di frenatura automatica.

1.2. - Bobinatrice automatica tipo AP23

È anche questa una bobinatrice per spire parallele; è però una macchina studiata principalmente per alte produzioni e per avvolgimenti costituiti da strati di fili di diametro diverso.
Infatti il cambio a tre velocità inserito fra albero motore ed albero portabobina permette di ottenere tre diverse gamme di passi.
La macchina può essere dotata a richiesta di una serie di accessori:
— un contagiri a predisposizione per l'arresto ad un numero di giri prestabilito,
— un contagiri a sequenza prestabilita che arresta la macchina nella posizione nelle quali si devono eseguire delle prese intermedie;
— un dispositivo per l'arresto automatico alla fine di ogni strato;
— una apparecchiatura per l'avvolgimento multiplo di più bobine;
— un contralbero a frizione per l'arresto automatico.
Con questa bobinatrice si possono avvolgere fili con diametro da 0,06 a 2 mm.

La bobinatrice AP23 può essere attrezzata per avvolgimenti multipli come risulta nella fotografia riprodotta in alto e che rappresenta appunto la bobinatrice multipla AP23/M.

1.3. - Bobinatrice automatica tipo PV4

È una macchina particolarmente robusta prevista per fili da 0,1 a 3 mm oppure da 0,15 a 4,5 mm. È dotata di tutte le normali funzioni di una bobinatrice automatica, inoltre può essere provvista di un parallelogramma che porta diversi guidafili per l'avvolgimento contemporaneo di più bobine.

1.4. - Bobinatrice automatica a scatti successivi tipo PV4 SS

È studiata per avvolgere successivamente e senza interruzione diverse matasse per motori.
Con un dispositivo speciale si fissa il numero di spire e la larghezza della matassa. Non appena la matassa è stata avvolta, il carrello si sposta automaticamente ed inizia l'avvolgimento di un'altra matassina.
La macchina può lavorare senza sorveglianza e, poichè è provvista di un secondo mandrino, mentre si esegue un avvolgimento, l'operaia può legare e togliere la matassa dal mandrino avvolto precedentemente oppure eseguire altri lavori di finitura.

1.5. - Bobinatrice semplice tipo P1

È una macchina molto semplice senza contropunta e senza guidafili automatico. È provvista di una puleggia a due gole e di un riduttore interno. Il tipo P1-BC ha le stesse caratteristiche, è però provvisto di un bancale e di una contropunta.

1.6. - Bobinatrice tipo B10A

È una grossa macchina studiata per l'esecuzione di bobine di trasformatori o di matasse per motori su forme sagomate con fili o piattine aventi una sezione fino a 40 mm².

Il motore da 1 CV trasmette la potenza al piatto portabobina attraverso un sistema a pulegge a 5 gradini. L'innesto a dischi è comandato a pedale.

Il tipo B11A ha le stesse caratteristiche, però, essendo fornito di bancale e contropunte, può avvolgere fili con una sezione fino a 50 mm².

1.7. - Bobinatrice per avvolgimenti a spire incrociate tipo AP9-C

Con la serie normale di 8 ingranaggi per ogni giro di came il mandrino può compiere giri: 0,16 - 0,25 - 0,5 - 1 - 2 - 4 - 6. Con la serie normale di 11 ingranaggi si possono inoltre ottenere 14 diverse variazioni del rapporto incroci (anticipi).

1.8. - Bobinatrice per avvolgimenti a spire incrociate tipi PV7 n e PV7 pv

Permettono di ottenere 9 diversi rapporti di incrocio ed una vastissima gamma di anticipi da 1,004 a 1,060.

Il tipo PV7 *pv* serve per l'avvolgimento di bobine a spire incrociate progressive, variabili secondo una legge qualsiasi perchè il comando dell'avanzamento del mandrino si ottiene attraverso una came fissa che può essere profilata secondo le diverse esigenze.

Ciascuna bobinatrice può essere fornita di molti accessori, in particolare da diversi tipi di tendifili montati anche su di una unica colonna. (*g.b.*)

Panorama della produzione Keithley Instruments*

Amplificatore decadico per c.a. modello 102B della Keithley Instruments. Esso trova una duplice applicazione (1) quale amplificatore d'uso universale, (2) grazie alla sua alta impedenza di ingresso quale amplificatore separatore.

Elettrometro con alimentazione in alternata con ben 64 campi di misura per il controllo di tensioni, correnti e resistenze.

(*) Agente generale per l'Italia: Ditta dott. ing. M. VIANELLO, Milano.

1. - ELETTROMETRI

1.0.1. - Elettrometro Mod. 610A

Con alimentazione in corrente alternata provvisto di ben 64 campi di misura per il controllo di tensioni continue da 0,01 V a 100 V, di correnti continue da 10^{-13} A a 3 A e di resistenze da 10 Ω a 10^{14} Ω.

1.0.2. - Elettrometro Mod. 600A

È simile al mod. 610 A però ha solo 54 campi di misura ed è alimentato in c.c.

1.0.3. - Elettrometro amplificatore Mod. 603

Amplificatore a larga banda in c. c. con impedenza di entrata altissima (più di 10^{14} Ω) ed elevatissima sensibilità. Con l'aggiunta di shunt esterni può diventare un ottimo microamperometro.

1.0.4. - Elettrometri voltmetri serie 200

Questa è una serie di voltmetri semplici per corrente continua con varie portate, utili sopratutto per il controllo di caratteristiche di condensatori e per la misura dei potenziali di contatto dei semiconduttori e delle tensioni dei tubi a raggi catodici.

1.0.5. - Elettrometro statico Mod. 250

Permette di controllare con una buona precisione la distribuzione della carica su grandi superfici. La custodia della testa rivelatrice si trova al potenziale di massa, essa è protetta anteriormente da uno strato di plastica contro eventuali scariche dirette.

2. - MICROMICROAMPEROMETRI

2.0.1. - Mod. 414

Strumento di costo limitato adatto per la misura di piccola correnti. Le sue diciassette portate hanno dei valori di fondo scala che vanno da 10^{-2} a 10^{-12} A.

È adatto per controlli sia di produzione sia di ricerca. È studiato in particolare per la misura di correnti inverse di diodi o transistori, di correnti di fotocellule, per i sistemi di controllo dello spessore, ecc.

2.0.2. - Mod. 410

Raccomandato per scopi di ricerca e controllo quando la tensione supera i 300 mV. Le venti portate vanno da 10^{-3} a 10^{-13} A.

2.0.3. - Mod. 411

Raccomandato nei casi in cui necessiti una altissima stabilità dello zero e dove la tensione superi i 10 V. Le 17 portate fino a 10^{-13} A.

2.0.4. - Mod. 412 e 413

Sono degli stabili amplificatori log n per il controllo di correnti fluttuanti con portate fino a 10^{-13} A.

Sono impiegati nel controllo di reattori, di antenne, dell'esposizione dei film, ecc.

2.0.5. - Mod. 420A

Amplificatore log n e misuratore di periodi. Questo strumento a doppia funzione serve per un preciso controllo dei reattori; con esso si possono infatti misurare delle correnti da 10^{-6} a 10^{-13} A e dei periodi da — 30 a + 3 sec.

3. - MICROVOLTMETRI

3.0.1. - Mod. 150

Con questo strumento si può arrivare a misurare 1 μV di fondo scala. Le 27 portate per la misura di tensione e di correnti lo rendono uno strumento di ricerca utilissimo nei campi più svariati.

3.0.2. - Mod. 151

Segnaliamo in modo particolare questo nuovo indicatore di zero e microvoltmetro in corrente continua. che può sostituire brillantemente i galvanometri a sospensione nell'azzeramento dei ponti in corrente continua. Le portate comprendono 11 scale lineari e 5 scale logaritmiche particolarmente adatte per l'azzerramento.

4. - MISURE DI RESISTENZA

4.0.1. - Milliohmetro Mod. 502

Strumento portatile e robusto per la misura di piccole resistenze da 30 microohm a 1000 ohm. La potenza che passa attraverso il campione in prova non supera i 2 microwatt. Esso è molto utile nella misura della resistenza di semiconduttori, nelle prove di corrosione, nella misura delle resistenza di contatto di relé o interruttori e di circuiti stampati.

4.0.2. - Megaohmetro mod. 500-501

Anche questo è uno strumento portatile. Il mod. 500 serve per la misura di resistenze da 10 a 10^7 MΩ. Il mod. 501 serve invece per la misura di resistenza da 0,01 a 10^4 MΩ. Con questi apparecchi si possono eseguire praticamente tutte le misure di isolamento.

5. - ALIMENTATORE IN c. c. Mod. 240

Questo alimentatore può fornire una tensione continua variabile da 0 a 1000 volt con una precisione dell'1% e con una corrente massima di 10 mA. La tensione in uscita viene regolata automaticamente entro il 0,02% delle variazioni della rete o del carico. È adatto come sorgente per la taratura di strumenti, l'alimentazione di camere ioniche e di valvole fotomoltiplicatrici, per misure di resistenza, ecc.

6. - AMPLIFICATORE PER c.a. Mod. 102B

L'amplificazione può essere variata di decade in decade fino a 1000. L'impedenza di entrata è di 400 MΩ e 3 pF. Con un commutatore si possono predisporre due larghezze di banda da 2 a 150 kHz, oppure da 2 a 1,7 MHz.

A.

dott. ing. Franco Simonini

I ricevitori di TV da 21 pollici TPA-Bell

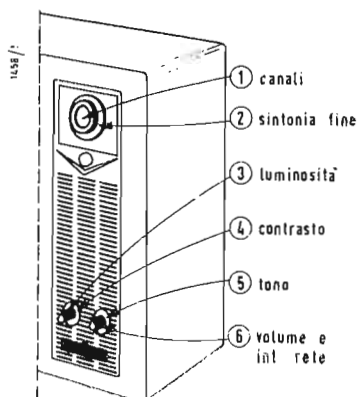
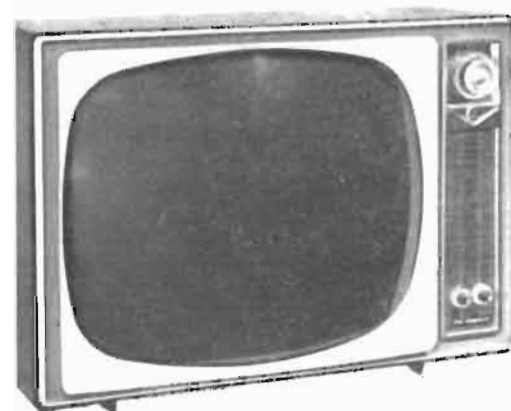



Fig. 1 - Foto del televisore Bell, in alto. Sotto, disposizion. dei comandi al lato del ricevitore di TV.

IL NOSTRO MERCATO TV si sta continuamente espandendo e, di conseguenza, caratterizzando in tutta una serie di modelli adatti alle varie esigenze.
Così si ha ad esempio il modello *mulo da tiro* di medie prestazioni adatto per località con segnale piuttosto forte e buon impianto di antenna.
Caratteristica fondamentale di questi circuiti è la robustezza e la durata.
Si ha poi il modello economico, il modello *tutto-schermo*, ecc. ecc. In genere, finora era mancato il modello di tipo quasi professionale tale da mettere la visione e l'ascolto del programma al sicuro da tutto ciò che insidia la TV (e cioè segnale basso nelle zone marginali, variazioni di tensione di rete, rumore di fondo nell'audio dal segnale di quadro o disturbi nel video del suono), e nello stesso tempo assicurasse una visione ed un ascolto impeccabili.
Il modello che qui presentiamo soddisfa a questi requisiti e costituisce quindi una novità assoluta per il nostro mercato novità che pensiamo possa senza altro soddisfare i nostri lettori.
Per intenderci, questo è il televisore che qualsiasi radiotecnico può instalare a cuore tranquillo in tutte le località scabrose che sembrano fatte apposta per mettere a nudo i difetti di un apparecchio, ed in tutti i casi in cui desidera fare ottima figura con il cliente più esigente e non avere reclami a breve scadenza.
Certo un televisore di questo tipo costa sensibilmente più dei normali modelli ma a questo proposito occorre tenere presente che:
- La forte sensibilità e l'impianto di antenna incorporato permettono di eliminare in molti casi l'impianto esterno di antenna.
— I circuiti predisposti nel televisore permettono quasi sempre di fare a meno dello stabilizzatore di tensione.
— I dispositivi di sicurezza del televisore riducono largamente le possibilità di guasto.
Tutto ciò naturalmente se si vuole solo fare rapidamente i propri conti, chè diversamente va presa in considerazione anche la finitura di esecuzione, il lato estetico, (soli 19 cm di profondità del mobile) l'efficienza della ricezione ecc.
Esaminiamo ora per ordine le prestazioni del televisore e lo schema elettrico.

1. - PRESTAZIONI DEL RICEVITORE TV

— Sensibilità: sono sufficienti circa 50 μV di antenna per una buona visione.
— Canali di ricezione: 8 commutazioni di Canale per le frequenze VHF Italiane, una commutazione per la predisposizione sul secondo programma, 3 commutazioni di riserva.
— Media frequenza video: a 4 stadi su 43 MHz.
— Cinescopio: di tipo alluminato a 110° di deflessione o 114° con tubo di 23 pollici con aggiunto frontalmente lo « schermo nero ».

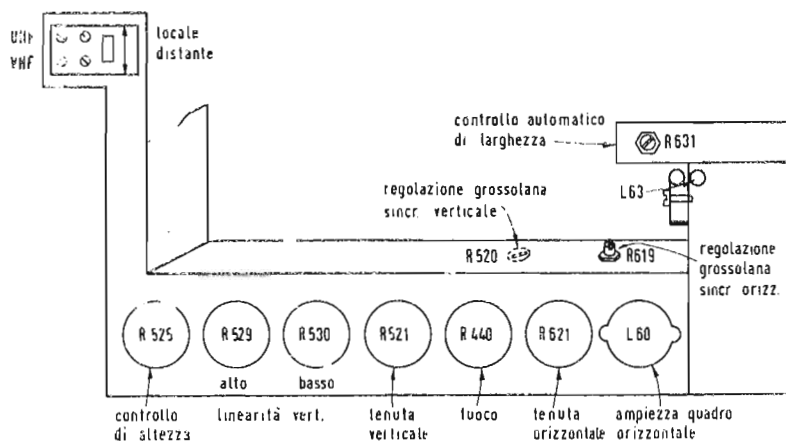



Fig. 2 - Disposizione posteriore dei comandi.

— Comandi frontali: sintonia di canale e comando sintonia fine, volume e interruttore rete, tono, contrasto, luminosità.

— Comandi posteriori: sincronismo orizzontale, focalizzazione, sincronismo verticale, linearità verticale, inferiore e superiore, ampiezza verticale, sensibilità locale e distante.

— Comandi interni: linearità orizzontale, ampiezza orizzontale, sincronismo verticale, sincronismo orizzontale.

— Antenna: prese a 300 Ω separate per VHF e UHF ed antenna a V telescopica incorporata nel mobile.

— Tubi e semiconduttori impiegati: 17, inoltre: il tubo RC, 6 diodi al germanio, 4 diodi raddrizzatori al silicio, 3 varistori stabilizzatori di immagine 1 termistore di potenza per la protezione dei filamenti delle valvole. Con ciò: 35 funzioni di valvole in totale.

— Suono: ottenuto frontalmente con un altoparlante di alta qualità, per una potenza di uscita di 3.5 W.

— Alimentazione: universale in c.a.; 110-125-145-160-220 V, 50 Hz.

— Dimensioni: altezza 46 cm, larghezza 66 cm, profondità 19 cm.

— Peso: circa 33 kg.

2. - CARATTERISTICHE DEL CIRCUITO DEL TELEVISORE

Non staremo qui a seguire punto per punto lo schema di principio di figura 2 ma ci limiteremo a sottolineare via via i punti di maggior rilievo discutendone i particolari circuitali. L'ingresso del ricevitore è servito da un gruppo di alta frequenza cascode che impiega una PCC88 ed una PCF82 che sono i tubi più moderni a disposizione del tecnico per gli studi di alta frequenza TV. Questi tubi operano la conversione alla media frequenza di 43 MHz che è servita da quattro tubi.
È questa disposizione che assicura i 50 μV di sensibilità con una banda di 5,5 MHz effettivi e quindi con una definizione veramente efficace. La Bell non ha avuto timore delle instabilità che possono verificarsi in un circuito di media frequenza con amplificazione piuttosto spinta specie in presenza di forti transitori.
Si tratta di un circuito che la Casa costruttrice assicura di aver progettato per le condizioni del campo TV che in Italia, a causa dei rilievi montuosi, presenta frequentemente zone marginali. Cura particolare è stata messa per il controllo automatico di sensibilità. Non solo infatti a mezzo della rivelazione con un diodo ritardato (PCF 80) si controlla la catena dei primi tre stadi di media frequenza, ma dalla placca di questo diodo si va anche direttamente alla griglia di soppressione della prima EF80 in modo da ottenere una limitazione ancora più marcata. L'impiego dei 43 MHz di media frequenza favorisce l'ottenimento di una buona larghezza di banda, ma questa ultima presenta il pericolo di dar luogo ad una granulosità (l'effetto così detto « sabbia ») quando il segnale fornito dal campo TV sia scarso. Il fenomeno può venire esaltato dal fatto che lo schermo del tubo RC è alluminato. Ma ad eliminare questo effetto ed ammorbidire il contrasto provvede uno schermo nero di cui è munito questo televisore. Con questo « filtro di luce » si ottiene anche di non far riflettere dallo schermo di sicurezza del tubo la luce che proviene dall'ambiente e che tanto fastidio può arrecare nel caso di visione, specie se prolungata per qualche ora. Sono indubbiamente questi i particolari che uniti a quelli relativi alla stabilità dell'immagine, alla cancellazione della ritraccia ecc. permettono una visione di classe.
Un altro elemento circuitale dal sottolineare è il diodo che viene aggiunto nei circuiti separatori dei sincronismi. Lo squadramento dei segnali ne risulta così notevolmente migliorato e con esso la stabilità dell'immagine.
Qualche volta il saper aggiungere sapientemente un solo componente al punto giusto decide infatti di un netto miglioramento dell'apparato.
Così è ad esempio anche per il circuito del trasformatore di uscita di quadro. Come si può notare su di un secondario è stato inserito un varistore che ha il compito di stabilizzare il quadro in senso verticale. L'andamento della curva di resistenza del varistore è infatti tale da provocare una diminuzione del carico all'aumentare della tensione di uscita e quindi una limitazione della stessa.
L'inverso avviene naturalmente se la tensione scende. Si noti la finezza di

Fig. 3 - Disposizione dei tubi sullo chassis del ricevitore di TV da 21 pollici TPA-Bell.

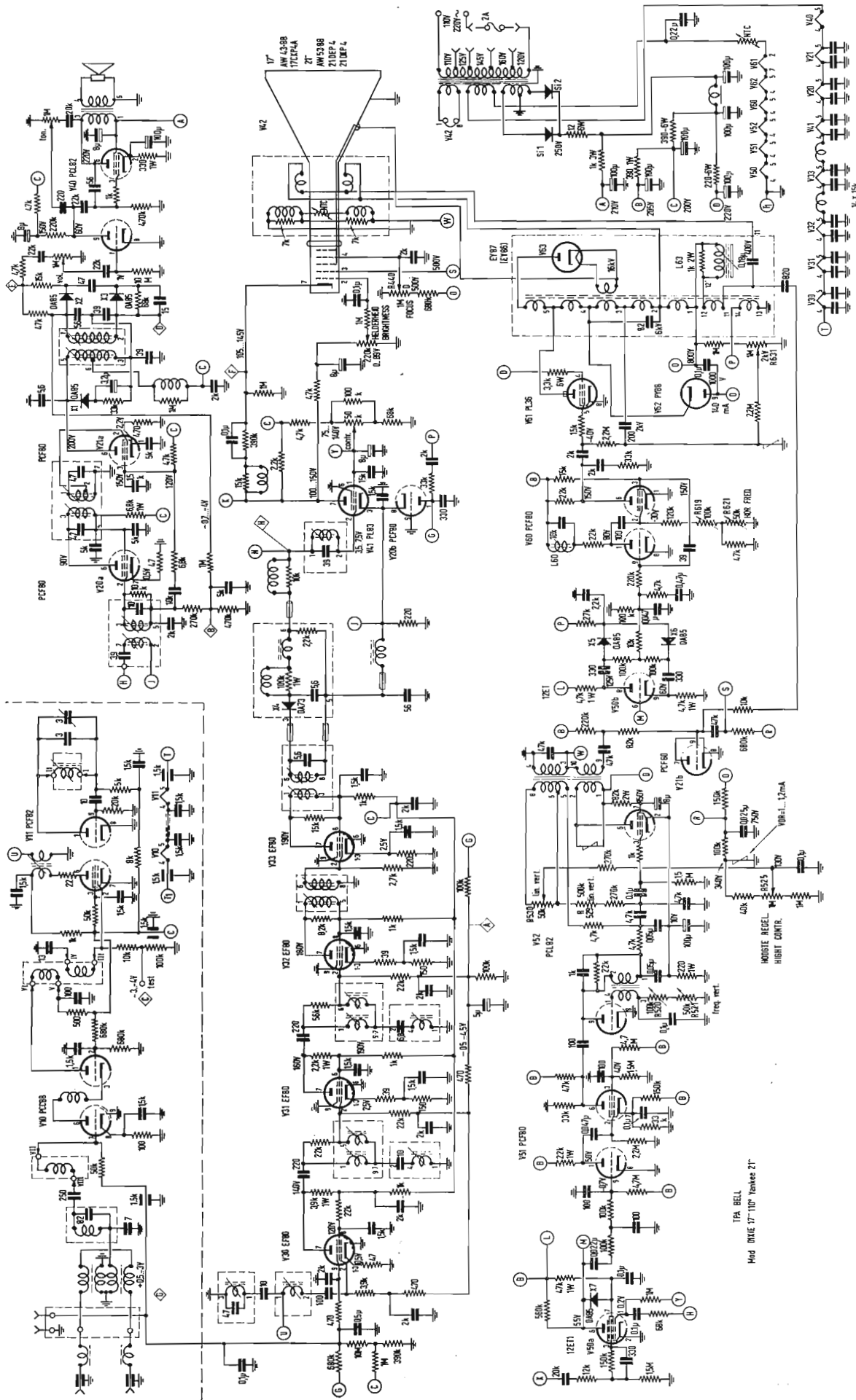



Fig. 4 - Schema elettrico del televisore Bell.

circuito relativa al collegamento del varistore su di un avvolgimento a parte del trasformatore. In questo modo è stato evidentemente possibile adattare correttamente il carico alle caratteristiche del varistore.
Un altro varistore è stato introdotto, com'è logico, nel circuito della finale di riga, col risultato di stabilizzare sia il quadro in senso orizzontale che l'uscita della EAT di alimentazione del tubo RC.
Questi due accorgimenti permettono di eliminare l'effetto di scarti di tensione di rete fino al ± 5%.
Con ciò è praticamente eliminato l'intervento dello stabilizzatore di tensione con tutti gli inconvenienti pratici che esso comporta. Le cure dei progettisti della BELL si sono rivolte anche sull'oscillatore bloccato che è stato studiato particolarmente, in modo da garantire un ottimo interallacciamento di riga, condizione questa di chiara importanza per le finiture della visione come finezza di dettaglio.
Lo stesso è stato fatto per il comparatore di fase che governa i sincronismi di riga.
Tutto ciò ha provocato per conseguenza una notevole generale stabilità di quadro sia come dimensioni sia come sincronismi in presenza di forti segnali di disturbo.
La riprova di ciò sta nel fatto che i comandi frontali sono ridotti al minimo e che quelli fondamentali, compreso quello di sincronismo orizzontale, sono sistemati nel retro del mobile (ORIZZONTAL E VERTICAL HOLD).
Questo basta per garantire la sicurezza del funzionamento dell'apparecchio.
Anche altri dettagli sono stati sensibilmente curati. Così ad esempio la accurata cancellazione della ritraccia orizzontale elimina la striscia più chiara che si forma di solito sul fianco sinistro dei normali televisori.
La parte suono è stata particolarmente seguita introducendo nei normali circuiti MF un elemento di *clippaggio* realizzato con un diodo, una resistenza ed un condensatore disposti ai capi del primario del trasformatore AF del discriminatore.
In questo modo si ottiene una difesa molto efficace contro i disturbi AM specie se di regime impulsivo con picchi notevoli di segnale.
Il rumore di fondo è stato così ridotto al minimo anche per eliminazione radicale di ogni disturbo proveniente dai segnali di quadro.
Inversamente con tutta una serie di accorgimenti si è provveduto ad eliminare il suono in modo completo dalla visione del video.
La adozione di queste due difese (per il suono e per il video) è d'altra parte alla base di ogni realizzazione di classe.
Si è curata pure l'eliminazione di ogni rumore di fondo dalla rete con un adeguato filtraggio della tensione raddrizzata che include una discreta serie di condensatori di notevole capacità ed un'impedenza di filtro.
La rettificazione è ottenuta per le due semionde con dei raddrizzatori al silicio di tipo professionale.
Ciò comporta una garanzia di durata e di buon funzionamento in quanto elimina il progressivo scadere dell'immagine e del suono che si verificherebbe all'esaurirsi dei tubi raddrizzatori.
L'alimentazione dei filamenti delle valvole è ottenuta con un solo avvolgimento del trasformatore di alimentazione. I filamenti sono disposti ad anello con l'inserzione di un termistore di sicurezza.
Una metà dell'anello dei filamenti è chiuso verso massa da opportuni condensatori per la radiofrequenza degli stadi di alta e media frequenza.

4. - LA REALIZZAZIONE MECCANICA

L'impostazione dello chassis è moderna e tendente a ridurre ogni ingombro in profondità nel mobile.
Ciò è possibile naturalmente solo con un tubo a 110° di deflessione e più ancora con il tubo a 114° e 23 pollici a schermo piatto recentemente presentato dalla BELL sul mercato italiano.
Tutto il montaggio è spostato verso il retro del mobile che viene coperto con una calotta di circa 10 cm di profondità con tutte le finestrature necessarie per una buona dissipazione del calore; questo problema, che affligge il televisore di tipo convenzionale, viene così risolto nel modo più razionale in quanto il camino di ventilazione viene disposto con le migliori possibilità di tiraggio d'aria, completamente fuori del mobile.
Questa disposizione comporta di per sé un altro vantaggio indiretto: la buona accessibilità in tutti i componenti del televisore — Tolta la calotta, tutto o quasi resta infatti completamente in vista a disposizione del tecnico per la revisione o per la riparazione.
L'unico componente poco accessibile rimane l'altoparlante impiegato per realizzare il suono frontale disposto ovviamente sul fronte del televisore in modo da permettere una corretta irradiazione dei toni acuti senza dei quali la comprensione del parlato diviene difficoltosa.

4. - GIUDIZIO CONCLUSIVO

Riteniamo di aver dato ai nostri lettori un quadro abbastanza completo e sistematico dei criteri di un televisore di classe.
Certo, tutto quello che abbiamo esposto richiede dei componenti di qualità. Non avrebbe infatti nessuna ragione di essere un apparato estremamente curato come schema ma continuamente soggetto a guasti per difetto di resistenza dei materiali. Il criterio di qualità viene quindi applicato con un concetto molto ampio che riguarda tutti i componenti anche i più minuti della progettazione.
Il costo dell'apparecchio passa così decisamente in seconda linea, ma fino ad un certo punto, perchè secondo il criterio del « chi più spende meglio spende » il prezzo, anche se sensibilmente più elevato della media, garantisce della durata ed elimina come abbiamo già visto altre spese (stabilizzature, antenne, ecc.). *A*

Prime immagini TV in banda quarta

(segue da pag. 241)

Un'altra interessante considerazione che scaturisce da questi primi risultati delle trasmissioni RAI in U.H.F. è relativa alle antenne; in tutte le zone con campo intorno ai 10 mV/m (oggi quasi tutta l'area lombarda e presto quasi tutta la bassa valle padana e buona parte dell'area napoletana servita dal M. Faito anch'esso di pari potenza dei due già citati del M. Penice e M. Venda) un'antenna Yagi a 5 elementi ben studiata e dimensionata agli effetti della banda passante, sarà più che sufficiente.
Per le zone con campi inferiori, una antenna a 10 elementi sarà preferibile.
Queste conclusioni portano ad una constatazione confortante: anche con mezzi modesti (antenna a pochi elementi e « tuner » ad una sola valvola) si potranno ottenere delle ottime ricezioni in U.H.F. del tutto paragonabili a quelle attuali in V.H.F.

Fig. 1 - A destra: il posto di misura per la tratta di 10 m (vedi testo).

Fig. 2 - In basso: antenna di misura montata su un supporto mobile che consente traslazioni e rotazioni.

Le radiazioni di disturbo dei televisori ed un sistema per la loro misura

NEGLI ULTIMI tempi si è sentito parlare sempre più frequentemente delle radiazioni di disturbo dei televisori.

Non si tratta di un nuovo concetto, anzi esso è stato considerato con la massima attenzione sin dall'inizio della televisione. Ora con la prossima introduzione del secondo programma TV che s'irradierà dapprima tra 470 e 582 MHz e successivamente arriverà fino a 790 MHz sarà necessario dedicare particolare attenzione a questo problema.

È perciò necessario fissare un sistema di misura per queste radiazioni che possa dare dei risultati riproducibili ed esatti. I moltissimi esperimenti condotti in questo campo hanno permesso di stabilirne sia il sistema di misura più adatto, sia i limiti ammissibili per le radiazioni di disturbo.

Cerchiamo prima di chiarire in quali punti del televisore hanno origine queste frequenze di disturbo e quali servizi di telecomunicazione vengono disturbati.

I televisori sono costruiti con il principio della supereterodina, perciò si troverà in essi oltre che la frequenza di ricezione anche la media frequenza e la frequenza dell'oscillatore locale.

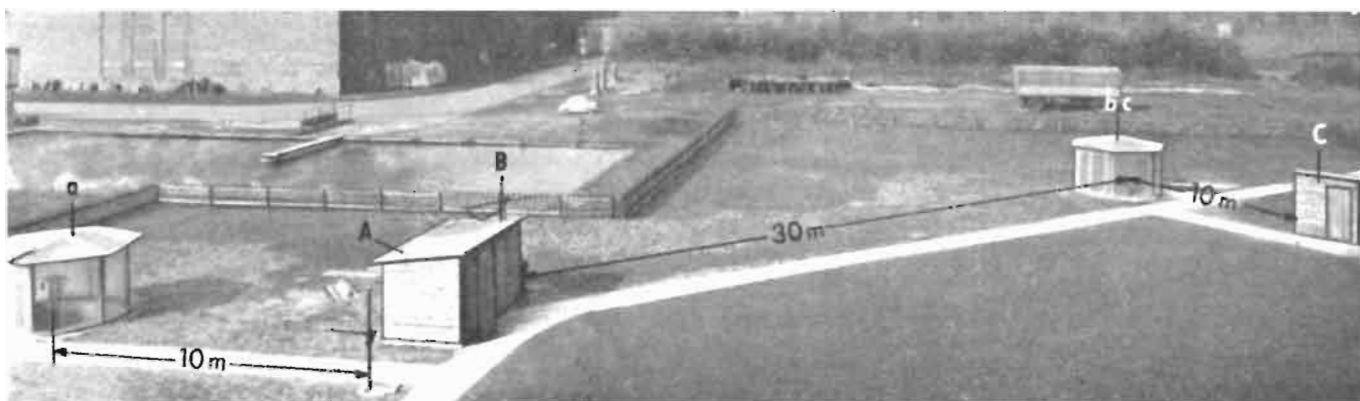
Queste frequenze vengono irradiate anche verso l'esterno, si deve perciò fare in modo che esse non disturbino altri servizi radio o altri televisori.

Le possibilità di irradiazione delle frequenze di disturbo sono tre e precisamente:

- attraverso l'antenna,
- attraverso lo chassis,
- attraverso la rete di alimentazione.

Il costruttore deve quindi preoccuparsi che le intensità delle radiazioni di disturbo non superino i limiti ammessi.

In Germania questi limiti sono stati fissati dalle Poste Federali.

Oltre alle fondamentali della media frequenza e dell'oscillatore si hanno anche le armoniche superiori generate negli

elementi non lineari. Anche per queste armoniche sono stati fissati dei limiti.

Si hanno per tutti i generatori ed amplificatori di impulsi che, come dimostra lo sviluppo in serie di Fourier, presentano un ricco spettro di frequenza. Sotto questo rapporto sono particolarmente importanti le frequenze irradiate nel campo da 150 kHz a 1,5 MHz che hanno origine dagli impulsi di riga e che possono disturbare in modo particolare la ricezione radio fonica.

Le armoniche superiori delle medie frequenze dell'audio e del video sono importanti in quanto possono disturbare la ricezione del televisore stesso che le produce. Si può quindi ritenere che i costruttori si preoccuperanno di ridurle al minimo.

Con l'introduzione del secondo programma aumenterà la probabilità che i ricevitori di una stessa regione si influenzino a vicenda. La fondamentale e le armoniche dell'oscillatore VHF possono cadere nel campo delle frequenze UHF e provocare dei disturbi sensibili. In opportuni diagrammi si possono prevedere quali armoniche dei canali VHF cadono nel campo UHF.

Per essere sicuri che i televisori soddisfino a queste prescrizioni è necessario controllare continuamente la produzione. La misura dell'intensità del campo di disturbo richiede delle apparecchiature abbastanza complicate. La misura può essere eseguita solo all'aperto in modo che la propagazione delle onde elettromagnetiche non sia disturbata.

La fig. 3 mostra un esempio di impianto di misura. Al centro della piazza si trova la cabina di misura contenente gli strumenti di misura. Nella casetta a pianta circolare si trova l'apparecchio in prova (televisore). Sul posto di misura sono state montate due tratte una di 10 m per le misure nella gamma UHF e una di 30 m per la misura nella gamma VHF.

La fig. 1 mostra l'interno del posto di misura per la tratta da 10 m. L'antenna di misura (fig. 2) può essere traslata e ruotata attorno al proprio asse. La tensione ricevuta da questa antenna viene visualizzata da un ricevitore panoramico e confrontata con una tensione perfettamente tarata emessa da un generatore di misura. Si può così calcolare l'intensità del campo di disturbo. Per trovare il valore massimo di questo campo bisogna naturalmente poter ruotare anche il televisore e la antenna ad esso collegata.

Le figg. 4 e 5 mostrano il tavolo per l'installazione del ricevitore. Questo tavolo si trova in una casetta di plastica nella quale tutte le parti metalliche sono state eliminate (fin dove possibile) oppure montate sotto al livello del terreno.

Con l'impiego di questo impianto di misura si può essere certi di eseguire delle misure esatte. Esso permette inoltre di eseguire la misura di un numero sufficiente di apparecchi per potere giudicare con sicurezza tutta la produzione giornaliera. *(g.b.)*

Fig. 3 - In alto: impianto di misura delle radiazioni di disturbo dei ricevitori di TV, installato dalla TELEFUNKEN negli stabilimenti di Hannover.

Figg. 4 e 5 - A destra: il tavolo per l'installazione del ricevitore di TV, disposto entro una costruzione nella quale tutte le parti metalliche sono state eliminate pressochè completamente.

La nuova produzione TV della Westinghouse

Fig. 1 - Ricevitore di TV, modello 101T17 Westinghouse.

1.1. - Televisore mod. 101T17

È un televisore da 17 pollici con 15 tubi, 2 diodi, 1 cinescopio per complessive 25 funzioni valvolari, dotato di un tubo a 110° con visione panoramica. È predisposto per la ricezione del programma in U.H.F., manca solo l'apposito convertitore che è facilmente applicabile.
Lo schermo di protezione è in materiale acrilico di elevata trasparenza ed offre quindi un'immagine fedele e ricca di tutte le sue sfumature.
Facciamo notare anche i sistemi di regolazione automatica del fuoco e della sensibilità che mantengono sempre a fuoco e sempre stabile l'immagine, indipendentemente dalle variazioni della tensione di rete e dei segnali in arrivo.
E per finire segnaliamo che questo televisore, come tutti gli altri che seguono, è dotato del sistema di ricezione « a larga banda » che permette di captare l'intero segnale televisivo e di dare quindi un'immagine eccezionalmente nitida, ricca di dettagli e naturale.

1.2. - Televisore mod. 102T21

È sostanzialmente simile al tipo precedente, a parte il cinescopio da 21 pollici ed i due altoparlanti elittici anzichè uno.

1.3. - Televisori mod. 316 e 318 T21

In questi modelli le funzioni valvolari aumentano a 29. Essi sono inoltre dotati di due altoparlanti elittici frontali che a nostro parere sono da preferire a quelli laterali. Il mod. 318T21 ha incorporato anche il convertitore U.H.F. ed è quindi pronto per la ricezione del secondo programma.

1.4. - Televisori mod. 326 e 328 T21

Il cristallo di protezione di questi mod. è polarizzato, si ha quindi un maggiore contrasto ed una visione più riposante. I tre altoparlanti, uno dei quali è frontale, permettono di raggiungere una fedele e armoniosa resa acustica. Con il circuito di regolazione del tono si può ottenere una gemma di tonalità più estesa e più gradita. Il mod. 328T21 ha incorporato il convertitore U.H.F.

1.5. - Televisori mod. 406 e 408 T21

La differenza di questo mod. rispetto ai precedenti è costituita dal mobile in metallo disponibile in diversi colori che permettono una facile ambientazione dell'apparecchio. L'altoparlante è unico e frontale. Esiste anche la regolazione di tono. Il mod. 408T21 è dotato del convertitore U.H.F.

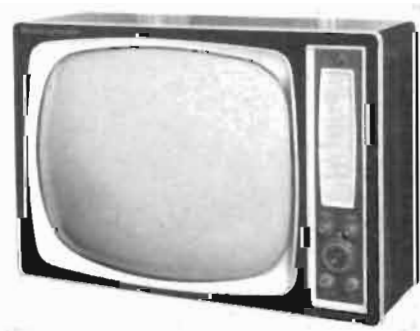
1.6. - Televisori portatili mod. P3200 e 3300

Sono dei modelli che nulla hanno da invidiare ai tipi non portatili. Le funzioni valvolari sono 25, più il cinescopio a 110° da 17 pollici. Il mobile è in plastica in diversi colori. Sulla parte superiore è applicata una comoda maniglia per il trasporto ed una antenna a V telescopica. Il mod. P3200 ha un altoparlante laterale da 4 pollici, il mod. P3300 ha invece un altoparlante elittico da 75 × 125 mm montato nella parte superiore. È prevista la sola alimentazione in corrente alternata.

A

Fig. 2 - Ricevitore di TV, modello 102T21.

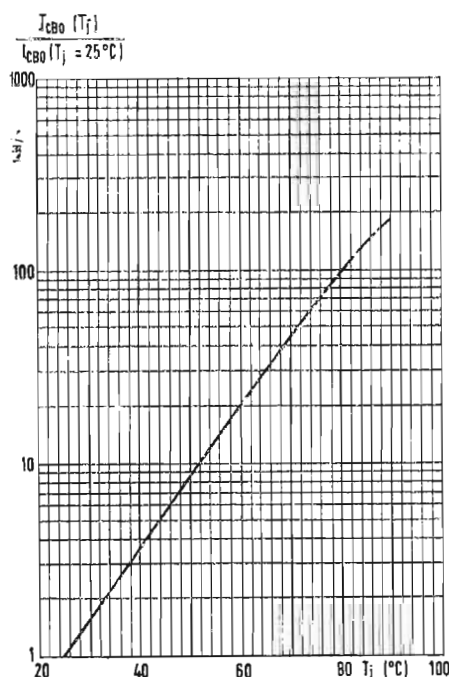
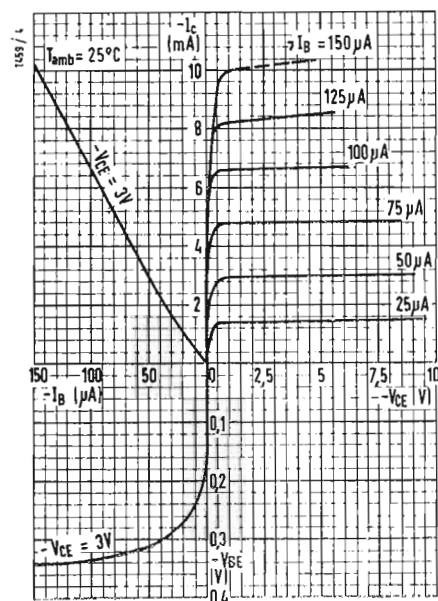
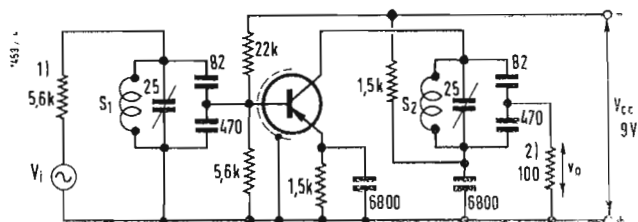
Fig. 3 - Ricevitore di TV, modello 316T21.

Fig. 4 - A destra, aspetto frontale del ricevitore di TV, mod. 406T21.

In funzione sul « Pioneer V » la radiotrasmittente da 150 W

Un segnale radio del grande telescopio elettronico inglese di Jodrell Bank (Manchester) ha attivato, l'8 maggio, la radiotrasmittente da 150 W della sonda interplanetaria *Pioneer V*, che è stata lanciata su un'orbita solare l'11 marzo da Cape Canaveral (Florida).
La trasmittente è la maggiore delle due installate a bordo della sonda statunitense. Dall'11 marzo al 7 maggio, la trasmittente minore da 5 W ha assicurato il collegamento tra gli strumenti del *Pioneer* V e le stazioni di Jodrell Bank e South Point (Hawaii). Quando gli scienziati dell'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) hanno avvertito l'affievolimento dei segnali dell'apparato da 5 W, il radiotelescopio di Jodrell Bank ha trasmesso un primo segnale alla sonda per comandare l'immissione di corrente elettrica nei filamenti delle valvole dell'apparato principale attraverso un limitatore di corrente, in maniera da provvedere al riscaldamento per circa un minuto. Sei ore più tardi, il radiotelescopio inglese ha ripetuto l'operazione, senza il limitatore di corrente, in maniera da provocare il riscaldamento a tensione normale del filamento per diversi minuti.
Alle 10,03 (ora italiana), dell'8 maggio, Manchester ha emesso il radiosegnale finale di comando che ha attivato l'apparato da 150 W e nello stesso tempo ha trasformato l'apparato minore da 5 W in amplificatore della nuova trasmittente.
La trasmittente ora in funzione misura 178×127 millimetri ed ha un peso di 2,25 chili. Dato il forte assorbimento di corrente, l'apparato viene messo in funzione da terra soltanto per due o tre minuti ogni 7-8 ore. Quattro pale con 4,800 cellule solari sporgenti dal corpo sferoidale della sonda provvedono alla carica delle 28 batterie chimiche speciali.
Al momento dell'accensione della radiotrasmittente principale, la sonda aveva raggiunto 12.800.000 chilometri dalla Terra e trasmesso per oltre 100 ore dati raccolti lungo il percorso.
Secondo gli scienziati del NASA, le innumerevoli scoperte del *Pioneer* V sui raggi cosmici, i campi magnetici e le nubi di gas eletrizzati, sono state rese possibili anche per il raffronto dei dati raccolti dalla sonda interplanetaria con quelli a suo tempo acquisiti attraverso i satelli artificiali terrestri *Explorer* VI e VII.
Ad una distanza dalla Terra di circa 64.000 chilometri, il *Pioneer* V ha confermato l'esistenza di una corrente di elettroni in circolazione intorno al nostro pianeta, corrente che era stata già individuata dall'*Explorer* VI.
Tra 64 e 96 mila chilometri, la sonda statunitense ha localizzato un'intensa regione di campi magnetici perturbati a cavallo del campo terrestre e di quello spaziale. La « linea di separazione » dei due campi magnetici era stata scoperta dalla prima sonda statunitense, il *Pioneer* I.
Mentre il *Pioneer* V si trovava ad una distanza di 5 milioni di chilometri dalla Terra, una violenta esplosione si è verificata sulla superficie del Sole. Un fascio considerevole di protoni e di elettroni è stato avvertito dagli strumenti della sonda prima di giungere l'atmosfera terrestre. I protoni sono stati successivamente individuati dall'*Explorer* VII, in orbita ad una distanza relativamente modesta dalla Terra, e infine, più in basso, da palloni-sonda lanciati nelle altitudini nordiche. Durante l'eruzione, una enorme nube di gas elettrizzati sviluppata dall'esplosione solare ha avviluppato il *Pioneer* V. Gli strumenti della sonda hanno rilevato una riduzione istantanea del 25% nel numero delle particelle dei raggi cosmici proveniente dall'esterno del sistema solare. A quanto risulta, le caratteristiche magnetiche della nube gassosa hanno provocato la deflessione del 25% delle particelle. Questa rilevazione chiarisce il mistero delle variazioni avvertite nel conteggio dei raggi cosmici a bassa quota durante le tempeste magnetiche.
La nube gassosa, dopo aver superato il *Pioneer* V, ha investito il campo magnetico terrestre, provocando le ben note perturbazioni magnetiche che interferiscono con le radiotrasmissioni e danno luogo alle aurore boreali.
Nella stessa circostanza, la fascia esterna di radiazioni Van Allen, tenuta assieme dal campo magnetico terrestre, ha subito una profonda alterazione, la cui ampiezza è stata registrata dall'*Explorer* VII. L'intensità delle particelle nucleari della fascia avvertita dal satellite artificiale scese bruscamente da un valore medio di 200 al secondo a 10, dimostrando in tal modo che gran parte delle radiazioni si era precipitosamente scaricata attraverso i « corni » ai due poli. Ciò è stato confermato dalle osservazioni sulle aurore boreali ed australi effettuate dalle stazioni a terra. La fascia Van Allen si è ripresa abbastanza rapidamente; dopo una settimana l'*Explorer* VII registrava nuovamente 10.000 conteggi/secondo. Mano a mano questo livello è disceso a quello normale di 200 conteggi/secondo.
Peraltro, l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) ha ridotto a due o tre volte al giorno i « contatti » radio con la sonda, limitandone la durata a non più di 90 secondi. Gli scienziati hanno infatti rilevato che le batterie del « Pioneer V » stanno deteriorandosi, al punto che si prevede la probabile interruzione delle trasmissioni radio prima che il vettore spaziale raggiunga la massima distanza dalla Terra di 80.000.000 di chilometri.
Secondo un ipotesi attendibile formulata dagli scienziati del NASA, l'inconveniente sarebbe da attribuire alla fuoruscita di gas da alcune delle 28 batterie di cui è dotata la sonda. (*u.s.*)

Dati tecnici del transistore per RF OC169

Fig. 1 - Circuito per la misura del guadagno in potenza alla frequenza di 10,7 MHz.

(Guadagno in potenza = 17 dB [3])
S_1 : 2,47 μH; Q (senza carico) : 100
S_2 : 2,47 μH; Q (senza carico) : 100

I due transistori per alta frequenza OC 170 e OC 171 hanno dimostrato che il principio tecnologico di lega e diffusione con cui furono realizzati può considerarsi a ragione l'espressione della tecnica più avanzata in questo campo. L'eccellente rispondenza alle esigenze per le quali furono progettati, il basso costo di produzione unitamente alle note caratteristiche dei transistori a lega e diffusione ci hanno indotto a realizzare, per gli stadi di media frequenza a 450 kHz e a 10,7 MHz, il nuovo transistore OC 169.

Questo nuovo tipo, impiegato in FI, non richiede alcun circuito di neutralizzazione; possedendo altresì un'elevata impedenza d'uscita, il suo collettore può essere collegato direttamente ai capi del trasformatore di FI permettendo così di eliminare le prese intermedie necessarie con i normali transistori.

L'OC 169 è un transistore al germanio per alta frequenza del tipo P-N-P a lega e diffusione. Le sue caratteristiche principali sono: basso valore della capacità del collettore ed elevata transconduttanza alle alte frequenze.

Queste proprietà lo rendono particolarmente adatto ad essere impiegato negli stadi di media frequenza dei ricevitori AM/FM.

Il transistore è racchiuso ermeticamente in un contenitore metallico che lo protegge contro l'umidità.

1.1. - Valori massimi assoluti

Collettore		
Tensione (riferita alla base)	$-V_{CB}$	20 V
Corrente	$-I_C$	10 mA
Dissipazione (T_{amb} = 45 °C)	P_C	50 mW
Emettitore		
Corrente	I_E	10 mA
Corrente inversa	$-I_E$	1 mA
Temperatura		
D'immagazzinamento	T_s	− 55 + 75 °C
Alla giunzione (funzionamento continuo)	T_j	75 °C
Alla giunzione (funzionamento intermittente per una durata di 200 ore)	T_j	90 °C [4]
Aumento della temperatura alla giunzione rispetto alla temperatura ambiente (transistore in aria libera)	K	≤ 0,6 °C/mW

1.2. - Dati caratteristici alla T_{amb} = 25 °C

		min.	med.	max.	
Corrente di collettore con $-V_{CB}$ = 6 V; I_E = 0	$-I_{CBO}$		1,5	13	μA
Tensione al collettore con $-I_C$ = 50 μA; I_E = 0	$-V_{CB}$	20	80		V
Tensione all'emettitore con $-I_E$ = 50 μA; I_C = 0	$-V_{EB}$	0,5			V
Corrente di base con $-V_{CB}$ = 6 V; I_E = 1 mA	$-I_B$		15	50	μA
Tensione di base con $-V_{CB}$ = 6 V; I_E = 1 mA	$-V_{BE}$	210	260	330	mV
Cifra di rumore ad 1 kHz con $-V_{CB}$ = 6 V; I_E = 1 mA R_s = 500 Ω	F		18	40	dB

1.3. - Dati caratteristici di progetto valevoli alla T_{amb} = 25 °C

		med.	min.	max.	
Frequenza alla quale h_{fe} = 1 $-V_{CB}$ = 6 V; I_E = 1 mA	f_1	70			MHz
Fattore di amplificazione di corrente con uscita in cortocircuito per $-V_{CE}$ = 6 V I_E = 1 mA; f = 1 kHz	h_{fe}	100	20		
Cifra di rumore misurata con a) $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; R_s = 200 Ω; f = 0,45 MHz	F	3		8	dB
b) $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; R_s = 150 Ω; f = 10,7 MHz	F	5		8	dB

(1) Resistenza della sorgente (R_s).

(2) Resistenza di carico (R_L).

(3) Il guadagno in potenza si ricava dalla formula

$$\left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \frac{4\,R_s}{R_L};$$

esso tiene conto delle perdite d'inserzione dei due circuiti accordati.

(4) Il buon funzionamento di un circuito a questa temperatura dipende anche dal particolare impiego.

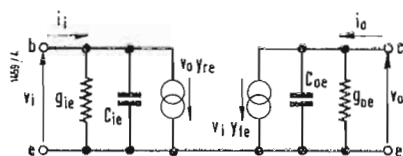



Fig. 2 - Circuito equivalente per funzionamento con segnali deboli.

a) con $-V_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA; $f = 0{,}45$ MHz

		med.	min.	max.	
Conduttanza d'ingresso	g_{ie}	0,4		1,4	mS
Capacità d'ingresso	C_{ie}	80		150	pF
Conduttanza di reazione	$-g_{re}$	0,1		0,5	µS
Capacità di reazione	$-C_{re}$	1,8		2,4	pF
Ammettenza di trasferimento (valore assoluto)	$/Y_{fe}/$	36	31		mS
Conduttanza d'uscita	g_{oe}	0,7		5	µS
Capacità d'uscita	C_{oe}	7		12	pF

b) con $-V_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA; $f = 10{,}7$ MHz

		med.	min.	max.	
Conduttanza d'ingresso	g_{ie}	3		7	mS
Capacità d'ingresso	C_{ie}	60		110	pF
Ammettenza di reazione (valore assoluto)	$/Y_{re}/$	0,10		0,15	mS
Angolo di fase dell'ammettenza di reazione	φ_{re}		250	265	°
Ammettenza di trasferimento (valore assoluto)	$/Y_{fe}/$	27	21		mS
Angolo di fase dell'ammettenza di trasferimento	φ_{fe}	40		60	°
Conduttanza d'uscita	g_{oe}	90		170	µS
Capacità d'uscita	C_{oe}	5		7	pF
Massimo guadagno in potenza ottenibile con unilateralizzazione ($f = 0{,}45$ MHz)	G_a	61			dB(5)
Massimo guadagno in potenza ottenibile con unilateralizzazione ($f = 10{,}7$ MHz)	G_a	28			dB(5)

(5) Il massimo guadagno ottenibile si ricava dall'espressione

$$G_a = \frac{/Y_{fe}/^2}{4\, g_{ie}\, g_{oe}}.$$

La Telefunken ha presentato nuovi transistori e nuovi tubi elettronici

Alla mostra dell'industria tedesca di Hannover la Telefunken presentò i più recenti transistori e tubi elettronici di sua produzione. Ne forniamo le caratteristiche più salienti.

1. - VALVOLE PER I RICEVITORI TV

EC 86 questa valvola ha le stesse caratteristiche elettriche della PC86. La differenza più importante consiste nel sistema di riscaldamento del filamento che nella EC86 avviene con 6,3 V e 175 mA. Questa valvola si dimostrerà quindi particolarmente utile nella costruzione dei convertitori per V.H.F. da applicare a televisori aventi l'alimentazione dei filamenti in serie, i quali dovranno perciò avere un alimentatore separato.

PCC 189 è simile al doppio triodo ad alta pendenza PCC83, ha però una caratteristica che permette la regolazione dell'amplificazione. È quindi una valvola molto adatta per lo stadio di entrata nelle bande I-III, quando si desideri costruire degli apparecchi di alta qualità con i quali sia possibile ricevere delle stazioni deboli e lontane in presenza di forti trasmittenti locali, sensenza pericolo di intermodulazioni.

EF 184 questa valvola è nata dalla necessità di avere una maggiore amplificazione della EF80 per la parte a MF dei ricevitori a quattro standard. Ciò a causa della maggior larghezza di banda richiesta dallo standard francese a 819 righe. I dati più importanti da ricordare sono la pendenza di 15 mA V e la capacità griglia-anodo inferiore a 5 . 10 $^{-3}$ pF.

EF 183 è un pentodo per alta frequenza regolabile con griglia a fili tesi. Da notare l'alta pendenza e la minima capacità griglia-anodo.

PCL 86 è simile al tipo precedente PCL82. Ha però una maggiore amplificazione ed una maggiore potenza, lo anodo del pentodo può essere caricato fino a 9 W. Da notare anche la bassa microfonicità e la completa separazione fra i due sistemi valvolari.

2. - SEMICONDUTTORI E TRANSISTORI

ASZ 30 è un transistore commutatore ad alta velocità di commutazione (meno di 1 µs) particolarmente adatto per i circuiti logici dei calcolatori elettronici (per esempio stadi flip-flop).

ASZ 10 ha le stesse caratteristiche del tipo precedente, però un particolare sistema di raffreddamento interno permette di aumentare la potenza dissipata da 30 a 150 mW. Il transistore ASZ10 è quindi particolarmente adatto per la generazione di impulsi veloci e forti.

AVZ 11 è un transistore commutatore di potenza ad alta velocità. Con esso si possono interrompere correnti fino a 2 A con tempi di commutazione di alcuni µsec. Potrà essere utilmente impiegato nelle macchine contabili per il collegamento fra la parte elettronica e l'elettromeccanica.

AFZ 10 questo transistore ha come il tipo ASZ10 una potenza dissipata massima ammessa di 150 mW, è però previsto per applicazioni con correnti sinusoidali per esempio in piccoli trasmettitori ad onde corte.

ACZ 10 è un transistore di media potenza per bassa frequenza. Se la custodia viene raffreddata a 45° la potenza disipata ammessa è di 400 mW. È progettato per una tensione di collettore di 60 V, sarà quindi particolarmente adatto per gli amplificatori telefonici nei quali sostituirà i vecchi tipi AC105 e AC106 adatti per tensioni più basse.

AAZ 10 è un diodo in miniatura di eccezionali qualità. Il suo tempo di ripresa è così breve che in una commutazione da 30 mA nel senso diretto a — 10 V nel senso opposto raggiunge in soli 3,5 µsec la corrente inversa misurata staticamente. Le sue dimensioni ridottissime 2,6 mm di diametro e 7 mm di lunghezza lo rendono molto utile nel campo delle calcolatrici nelle quali si devono impiegare migliaia di questi diodi.

AAZ 14 Sono quattro diodi AAZ10 collegati a modulatore ad anello ed inseriti in una cutodia di plastica stampata. I quattro diodi sono stati accoppiati individualmente in modo da avere una attenuazione della portante superiore ai 7 neper.

BA 101 è un diodo al silicio a variazione di capacità particolarmente adatto per i circuiti di sintonizzazione automatica. Infatti la sua capacità in regime di blocco varia molto in funzione della tensione applicata. Esso viene

collegato in parallelo al circuito risonante dell'oscillatore e lo si alimenta con la tensione di regolazione.

3. - NUOVI TIPI DI VALVOLE TRASMITTENTI

RS 635 triodo con raffreddamento ad irradiazione per generatori industriali. Con la tensione anodica massima di 7 kV si può arrivare ad una potenza di 3,3 kW. Da notare la forma moderna e le dimensioni ridotte.

RS 4791 nuovo tetrodo raffreddato ad aria, particolarmente studiato per i trasmettitori ad una sola banda. Esso ha una pendenza molto elevata che permette di ottenere 1 kW di potenza con delle basse tensioni anodiche.

RS 870 nuovo triodo per trasmettitori con potenza da 10 a 20 kW. Ha una pendenza di 24 mA/V ed un rapporto del 6%.

RS 873 nuovo triodo per trasmettitori con potenza da 50 a 100 kW. La pendenza è eguale a 25 mA/V ed il rapporto all'8%.

RS 879 triodo adatto per i grossi trasmettitori con potenze da 200 a 250 kW. La pendenza è pari a 40 mA/V ed il rapporto al 7%.

RK 25 questo è un condensatore a vuoto per trasmettitori da 25 pF. La tensione di punta può raggiungere i 24 kV. Le dimensioni esterne sono normalizzate con quelle dei condensatori a vuoto RK50, RK100 ed RK200.

DN 13-38 questo tipo è già noto ma lo ricordiamo ancora per le sue eccezionali proprietà che gli hanno permesso di affermarsi nel mercato internazionale, intendiamo parlare soprattutto della sensibilità di deflessione e della luminosità.

DG 10-18 è il primo di una nuova serie di tubi oscillografici. Con un diametro dello schermo di 10 cm, una tensione anodica di 500 V ed una tensione totale di accelerazione di 2000 V si ottiene una sensibilità di deviazione verticale di 2,7 mm/V. La resistenza spiraliforme di accelerazione successiva garantisce una precisione di linearità superiore al 0,5%. Il tubo è perciò adatto per gli oscilloscopi con alta precisione di misura e grande larghezza di banda. L'alta sensibilità permetterà poi di usare il tubo per scopi di controllo o di misura nei quali si desideri cavarsela con un piccolo amplificatore. Le dimensioni ridotte permetteranno infine di usare il tubo in oscillografi portatili.

È stato poi realizzato un altro tubo di altissima qualità che con uno schermo di 13 cm ed uno accelerazione totale di 6 kV raggiunge una sensibilità di 2,9 mm/V. La larghezza di banda di 12-25 MHz e l'alta precisione di misura rendono il tubo particolarmente interessante. *A*

I semiconduttori di produzione Thomson Houston

1.1. - Diodi a punta

Sono protetti da una custodia di vetro a tenuta perfetta che assicura una vita praticamente illimitata. Da notare anche le dimensioni ridottissime (6,5×2,4 mm) e l'insensibilità agli urti ed alle vibrazioni. I tipi al germanio possono lavorare in un campo di temperatura da — 40° a + 70° C. I tipi al silicio possono invece arrivare fino a +150° C, sono quindi adatti per apparecchiature professionali e militari di alta qualità.

1.2. - Diodi Zener

Questi nuovi diodi al silicio permettono di ottenere nella zona dell'effetto Zener dei buoni riferimenti di tensione in condizioni molto severe di temperature e di pressione. Il loro impiego è particolarmente indicato nei circuiti di regolazione di tensione delle apparecchiature a transistori, nelle quali, a causa delle basse tensioni messe in gioco, è impossibile l'impiego dei regolatori a gas.

1.3. - Cristalli rivelatori per iperfrequenze

Questi elementi semiconduttori al silicio vengono impiegati come mescolatori o detettori di debolissimi segnali ad iperfrequenza. Sono caratterizzati da grande sensibilità deboli perdite di conversione e basso fattore di rumore. Le frequenze di impiego vanno da 3000 a 10000 MHz.

1.4. - Diodi a giunzione

I diodi a giunzione al silicio offrono delle caratteristiche ideali per il raddrizzamento a temperature di funzionamento molto elevate. Si possono raggiungere altissime intensità di corrente senza bisogno di raffreddamento esterno e con minime cadute di tensione interne. La corrente inversa è molto ridotta anche alle massime temperature di funzionamento. Questi diodi sono quindi molto utili in qualsiasi problema di raddrizzamento ed hanno delle caratteristiche tali che sono praticamente insostituibili nel campo degli amplificatori magnetici.

1.5. - Raddrizzatori di media potenza al silicio

Permettono di raddrizzare correnti molto elevate con temperature che possono raggiungere i 150 °C. La loro costruzione corrisponde in pieno ai più severi capitolati professionali e militari. Sono raccomandati sopratutto per i circuiti di polarizzazione degli amplificatori magnetici e per i circuiti che richiedono perdite minime.

1.6. - Raddrizzatori di potenza al silicio ed al germanio

I tipi al silicio servono per raddrizzare potenze elevate ad alte temperature. I tipi al germanio possono invece raddrizzare potenze elevate con un ingombro ridottissimo e un ottimo rendimento

1.7. - Transistori

La Thomson Houston produce tutta una gamma di transistori studiati per soddisfare nel modo più completo le esigenze dei vari campi di applicazione.

I tipi 2N319, 2N320, 2N321 servono per gli stadi in uscita a bassa frequenza per le medie frequenze e per lo stadio di conversione dei ricevitori radio.

I tipi 2N186-187-188-189-190-191-192, 2N241-265, 2N322-323-324 e 2N508 sono impiegati negli stadi preamplificatori o driver in bassa frequenza.

I tipi 2N43-43, 2N524-525-526-527 e 2N1056-1057 servono per impieghi professionali in bassa frequenza e commutazione lenta.

I tipi 2N-395-396-397 servono ancora per impieghi professionali,ma per media frequenza e commutazione rapida.

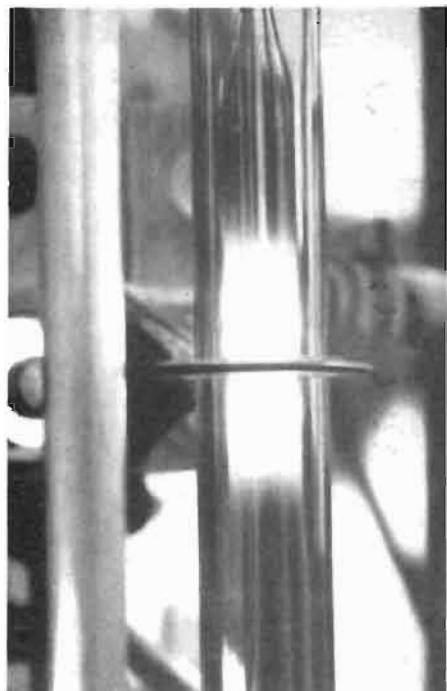
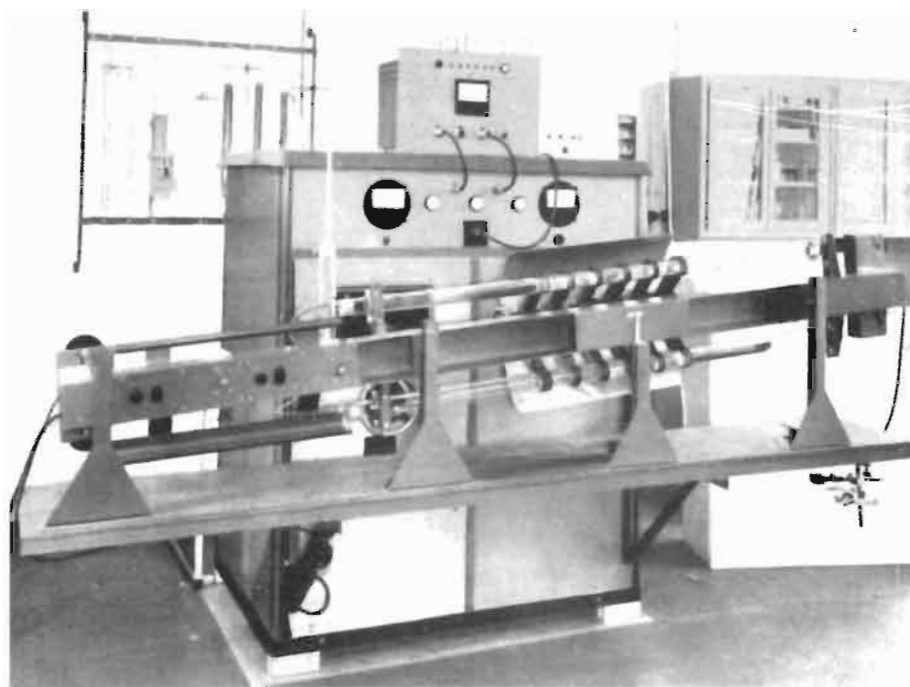
I tipi 81T1 e 82T1 sono dei transistori a media potenza che in funzionamento in push-pull classe B possono trasmettere al primario del trasformatore di uscita una potenza di 2 e 5 W rispettivamente.

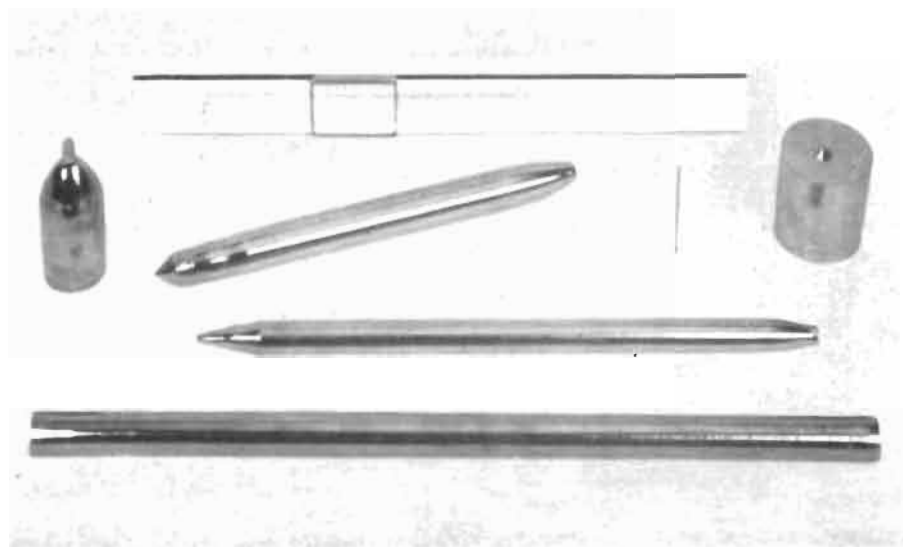
I tipi THP45-46-47 e THP50-51-52 possono essere considerati dei transistori di potenza perchè ammettono una dissipazione di potenza sul collettore di 12 e 5 W rispettivamente.

I tipi 3N36-37 e THP79-80-81 sono dei transistori tetrodi a giunzione NPN al germanio.

I tipi THP35-36 e THP61-62 sono invece dei transistori a giunzione NPN al silicio per media frequenza. *(g.b.)*

Procedimenti di purificazione dei semiconduttori

(servizio fotografico)

Purificazione del silicio. La barra è disposta verticalmente entro un tubo di vetro in cui circola del gas inerte. Data l'elevata temperatura di fusione del silicio e la tendenza di questo a legarsi, quando è fuso, con i corpi con cui viene a contatto, non può usarsi il crogiuolo di grafite. Si è quindi approntato un procedimento in cui, mediante riscaldamento a radio frequenza si ottiene la fusione di una sezione del lingotto di silicio; tale sezione per effetto delle tensioni superficiali non cola ma può spostarsi verticalmente seguendo la direzione del centro d'induzione delle correnti di radiofrequenza.

Apparecchiatura per la purificazione del germanio. È noto che un metallo durante il passaggio dallo stato liquido a quello solido, ricristalizza liberandosi delle impurità in esso contenute e che queste tendono a raccogliersi nella parte di metallo non ancora solidificata. L'apparecchiatura in figura sfrutta questo fenomeno in un processo di purificazione denominato « a zona fusa ». Il lingotto di germanio viene posto nel crogiuolo di grafite all'interno del tubo di quarzo in cui circola del gas inerte. Attorno al tubo sono avvolte ad intervalli regolari delle spire nelle quali circola un'elevata corrente a radio frequenza. Per induzione il germanio si riscalda sino a fondere in corrispondenza del piano delle spire. Facendo scorrere lentamente verso destra il contenitore di grafite, le zone fuse si spostano verso sinistra lungo il lingotto trasportando con esse le impurità residue che si trovano nel metallo. Il germanio viene a subire così ripetutamente un processo di purificazione (tante volte quante sono le zone fuse) mentre aumenta progressivamente la concentrazione delle impurità sul lato sinistro della zona fusa ed aumenta contemporaneamente il grado di purezza del germanio che si trova sul lato destro di tale zona.

Formazione di un monocristallo di germanio mediante fusione. L'operazione è quasi al termine.

Barre di germanio e silicio monocristallino ottenute con i metodi illustrati nelle precedenti figure (la barra più lunga è di silicio, tutte le altre sono di germanio). (Fotografie Philips)

Gino Nicolao

Tecnica della ricezione nella banda delle UHF

Fig. 1 - Convertitore per UHF con mescolazione a cristallo (diodo) e oscillatore funzionante su frequenza inferiore.

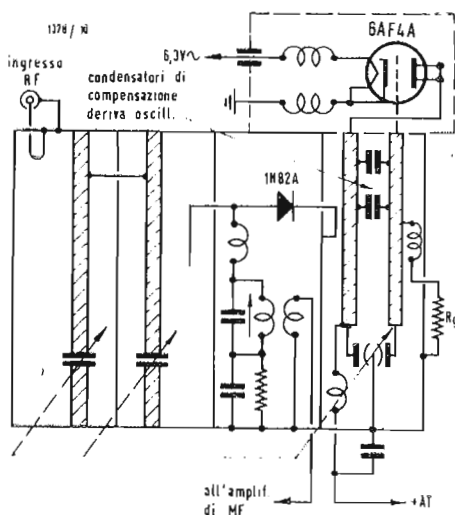
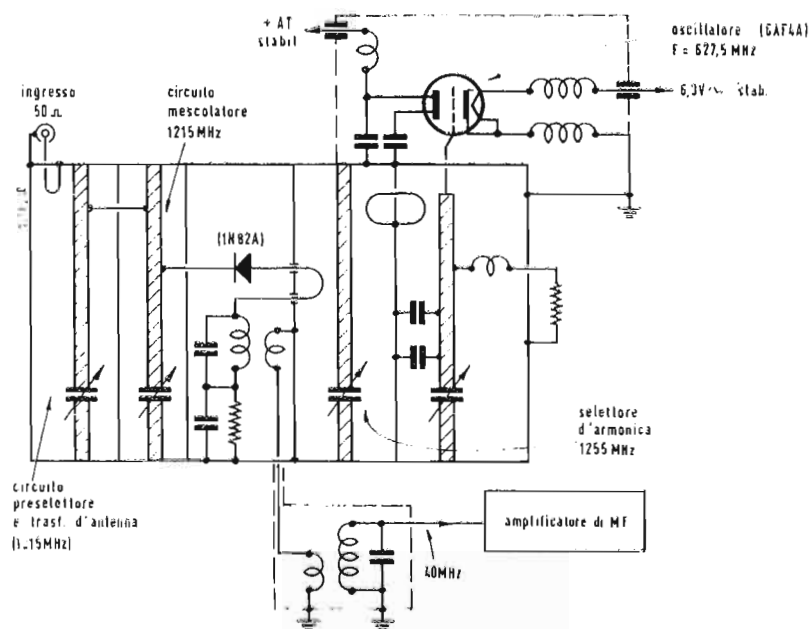



Fig. 2 - Convertitore per UHF a sintonia continua (470-830 MHz), con mescolatore a diodo ed oscillatore funzionate su fondamentale. Su questo principio è realizzata la maggior parte dei sintonizzatori UHF dei televisori.

NEL CAMPO delle frequenze ultra elevate la tecnica moderna si è orientata nella realizzazione di ricevitori che permettano di ottenere una sensibilità sempre più alta con un rapporto segnale disturbo sempre migliore. Ciò è necessario in particolare quando il segnale da ricevere abbia una entità ridotta e quindi possa raggiungere o essere poco sovrastante la soglia del rumore. Riducendo il rumore di ingresso del ricevitore a parità di amplificazione sarà così possibile rendere utile un segnale precedentemente non ricevibile. Diversa è quindi la tecnica di ricezione a seconda che si tratti di ricevere segnali a banda stretta per portata relativamente piccola (caso dei radiotelefoni mobili o fissi) oppure sia necessario ricevere segnali a banda relativamente larga e con intensità di campo molto ridotte come ad esempio nella tracciatura di missili, nella ricezione di segnali provenienti da satelliti o nel caso delle comunicazioni su UHF per la propagazione a dispersione troposferica. Altrettanto diversi saranno i ricevitori per trasmittenti televisive UHF che entreranno in servizio per la diffusione del II programma

1. - CIRCUITI CONVERTITORI SENZA AMPLIFICAZIONE RF.

Quando il segnale da ricevere non è molto piccolo, generalmente il ricevitore non ha stadio amplificatore a radio frequenza ed il circuito della sezione UHF è limitato ad un oscillatore e ad un mescolatore, seguito da un certo numero di stadi amplificatori di media frequenza. In questo caso la tecnica costruttiva è più semplice e le diversità di questo apparecchio rispetto a quelli funzionali su frequenze inferiori sono limitate alla sezione di ingresso. Uniche attenzioni devono essere rivolte alla stabilità dell'oscillatore locale del convertitore, dato che è assai più difficile riuscire a realizzare un oscillatore molto stabile (se auto eccitato) funzionante su frequenze ultra elevate rispetto ad analogo oscillatore realizzato per frequenze più basse.

L'oscillatore libero viene quindi utilizzato solo quando il canale di media frequenza abbia una sufficiente larghezza per compensare la inevitabile deriva, e è realizzato quasi esclusivamente con circuiti a linee coassiali termicamente compensate per mezzo di compensatori a deriva controllata.

Il mescolatore è generalmente realizzato con un cristallo di silicio con caratteristiche tali da non introdurre un eccessivo rumore di conversione. Al convertitore segue un'amplificatore di media frequenza con primo stadio a

basso rumore in modo da ottenere una elevata sensibilità anche in assenza di uno stadio amplificatore a radio frequenza.

Questa tecnica è seguita anche per i convertitori di apparecchi televisivi per UHF. Un circuito facente uso di un convertitore di questo tipo adatto per il funzionamento a 1215 MHz è illustrato nella fig. 1.

quenza che potrebbero interferire con la ricezione normale creando fenomeni secondari non tollerabili. Ad evitare ciò l'oscillatore non è direttamente collegato con mescolatore a cristallo ma la iniezione avviene tramite una linea coassiale libera accordata sulla frequenza armonica di iniezione.

Il trasferimento dell'energia armonica dall'oscillatore alla linea coassiale che

tre qualora i segnali da captare abbiano intensità normale e non scendano sotto un determinato valore, è possibile l'impiego di un amplificatore di media frequenza di tipo normale.

Quest'ultimo caso è dato dalla ricezione UHF televisiva in cui il convertitore descritto è generalmente seguito da 4 o 5 stadi amplificatori di media frequenza funzionanti 40 ÷ 48 MHz.

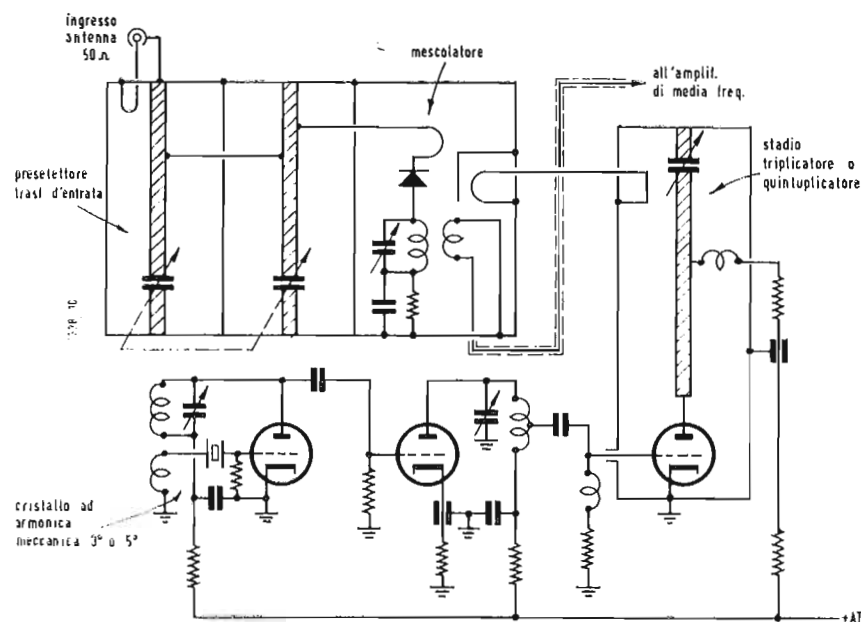



Fig. 3 - Gruppo convertitore UHF con oscillatore locale controllato a cristallo e mescolazione a diodo.

Qui il circuito d'antenna fa capo a un sistema preselettore che è collegato per mezzo di un *link* alla linea coassiale alla quale è connesso il cristallo mescolatore.

L'oscillatore, anch'esso facente uso di una linea coassiale di dimensioni fisiche maggiori di quelle impiegate per i circuiti preselettori e mescolatori, ma di realizzazione analoga, impiega una valvola normale, che è fatta funzionare ad una frequenza più bassa in modo da ottenere una maggiore stabilità, della oscillazione prodotta.

Per la conversione viene utilizzata la seconda armonica dell'oscillatore.

La valvola impiegata è la 6AF4A ben nota perchè montata normalmente sui convertitori per UHF dei ricevitori televisivi.

L'oscillatore funzionanante su frequenza armonica ha il principale vantaggio di impiegare una valvola normale di tipo convenzionale al posto di una valvola speciale. Questo oscillatore però deve essere in grado di fornire una armonica di sufficiente intensità per ottenere una normale corrente nel diodo mescolatore. Inoltre è necessario che le altre armoniche non desiderate e la fondamentale giungano al diodo fortemente attenuate, in modo da non creare delle frequenze spurie di media fre-

precede il mescolatore, può avvenire come indicato nello schema direttamente per mezzo di un link oppure per mezzo di un sistema produttore di armoniche.

Quest'ultima soluzione però è generalmente limitata nell'impiego alle frequenze più alte, ed in circuiti sperimentali.

Altro schema tipico di convertitore per UHF è quello mostrato nella fig. 2. Si tratta di un convertitore a larga banda impiegabile per ricezione del II programma TV in UHF per segnali compresi nella gamma di frequenza tra 470 e 830 MHz. Esso è composto di due linee coassiali preselettrici, di un gruppo mescolatore con cristallo di silicio 1N84A e di un'oscillatore locale funzionante in regime di autoeccitazione sulla frequenza di mescolazione. Data la relativamente bassa gamma UHF l'oscillatore funziona su frequenza fondamentale e la valvola impiegata è anche qui una 6AF4A. Questo gruppo non ha guadagno di conversione, anzi la mescolazione a diodo comporta normalmente un abbassamento del segnale di ingresso rispetto al segnale di uscita in media frequenza. Questo richiede lo impiego di un amplificatore di media frequenza molto sensibile quando sia necessario captare segnali deboli, men-

2. - CIRCUITI CONVERTITORI CON OSCILLATORE CONTROLLATO A CRISTALLO

Le massime attenzioni costruttive di questo tipo di gruppo convertitore sono volte alla solidità meccanica delle linee coassiali e dell'oscillatore ed alla compensazione termica di deriva di questo ultimo.

L'oscillatore libero funzionante su frequenze comprese tra 400 e 900 MHz è infatti soggetto a notevole deriva di frequenza durante il periodo successivo all'accensione a causa del riscaldamento del gruppo e quindi della dilatazione termica degli elementi costituenti da linea, che della modifiche del potere dielettrico dei condensatori in esso contenuti.

Quando, nel caso di ricevitori televisivi, la banda passante del gruppo e della media frequenza ad esso seguente è dell'ordine di 7 MHz, è possibile tollerare una deriva relativamente ampia di frequenza tanto che nei gruppi normali essa è varabile a seconda del tipo, della compensazione e della frequenza di funzionamento tra 100 e 600 kHz dal momento dell'inserzione a 30 minuti dopo l'inserzione.

Ciò non porta generalmente a una dissintonizzazione della stazione ricevuta se non nei primi istanti o qualora il ri-

cevitore televisivo sia sintonizzato per la prima volta. Successivamente la sintonia effettuata dopo il periodo di preriscaldamento è tale da garantire una ricezione soddisfacente e continuativa della stazione emittente. Nel caso di una banda passante più stretta e cioè per ricezione di canali radiotelefonici normali la deriva di frequenza dell'oscillatore deve essere ridotta in modo notevole, onde ottenere una sufficiente stabilità della ricezione.
È quindi necessario ricorrere all'oscillatore locale controllato a cristallo, che permette di ottenere una sicurezza assoluta della stabilità della frequenza intermedia amplificata e quindi della ricezione.
Un sistema di convertitore impiegante un oscillatore locale controllato a cristallo è illustrato nella fig. 3.
Qui il gruppo normale di conversione, costituito da una linea coassiale di ingresso e trasformatore d'aereo, e da una linea coassiale collegata al diodo mescolatore è abbinato ad un sistema oscillatore moltiplicatore di frequenza controllato a cristallo che fornisce al sistema mescolatore la frequenza di iniezione locale.
Il cristallo impiegato è normalmente un elemento ad armonica meccanica funzionante sulla terza o quinta armonica e montato in circuito reattivo « overton ».
La valvola oscillatrice ha il circuito anodico accordato sulla frequenza armonica del cristallo, ed è collegata a uno stadio triplicatore o quintuplicatore che a sua volta pilota uno stadio duplicatore, triplicatore, quadruplicatore o quintuplicatore collegato a sua volta ad una linea coassiale.
Generalmente per poter dosare la frequenza di iniezione con una sufficiente riserva di energia lo stadio finale iniettore non supera la triplicazione.
La linea coassiale impiegata sullo stadio finale dell'oscillatore locale permette di selezionare sufficientemente le armoniche prodotte dagli stadi precedenti in modo che le frequenze intermedie di valore spurio presenti all'ingresso dell'amplificatore di media frequenza siano ridotte al minimo. Assai spesso è inoltre presente un sistema schermante per evitare il trasferimento di frequenze armoniche dall'amplificatore e dal moltiplicatore di iniezione al gruppo mescolatore.
Nella scelta del cristallo di quarzo impiegato ci si orienta quasi sempre verso un elemento a frequenza elevata, per evitare gli stadi moltiplicatori intermedi e la relativa generazione di armoniche a frequenze sottomultiple della fondamentale. Questo impone assai spesso l'impiego di circuiti reattivi per garantire una sufficiente eccitazione del cristallo.
La presenza di un oscillatore locale a frequenza fissa impone che la media frequenza sia variabile quando sia prevista la ricezione anche di un solo canale ma con larghezza di banda limitata.
In questo caso il primo amplificatore di media frequenza è generalmente uno stadio amplificatore a basso rumore ed è seguito da uno stadio convertitore a frequenza variabile in modo da consentire la regolazione entro un limite relativamente piccolo per poter centrare il canale da ricevere.
Il segnale all'uscita del gruppo convertitore viene inserito in un ricevitore professionale che funziona da amplificatore di media frequenza.
In questo caso la sintonia della gamma prescelta permette l'esplorazione di un campo relativamente vasto di frequenze in campo UHF. La massima larghezza di banda consentita in questo caso è di 10 MHz.
È comunque preferibile che lo stadio preselettore di entrata e lo stadio mescolatore possano essere accordati separatamente e non si ottenga l'allargamento di 10 MHz con lo smorzamento del fattore di merito delle linee coassiali, onde migliorare il rapporto segnale disturbo. È evidentemente necessario in tutte le applicazioni precedentemente citate che lo stadio oscillatore di seconda conversione dell'amplificatore di media frequenza o quello del ricevitore professionale che segue il convertitore abbiano una sufficiente stabilità onde garantire la sicurezza di ricezione.
In alcune stazioni radiotelefoniche a modulazione di frequenza su UHF che usano canali a banda stretta (banda di 15 ÷ 30 ÷ 40 kHz) lo stadio oscillatore a cristallo è spesso migliorato ulteriormente introducendo il cristallo di quarzo in termostato.
In questo caso assai spesso anche il secondo convertitore di media frequenza è controllato a cristallo e le piccole variazioni di sintonizzazione sono ottenute agendo direttamente sul circuito del II cristallo o addirittura sulla media frequenza.

3. – CIRCUITI CONVERTITORI CON AMPLIFICAZIONE RF

Quando sia prevista la ricezione di segnali particolarmente deboli come nel caso di stazioni radiotelefoniche per collegamento con mezzi mobili, ricevitori con propagazione a dispersione troposferica, ricevitori per segnali radioastronomici, e ricevitori speciali per tracciatura di missili o satelliti, il convertitore normale senza amplificazione in radiofrequenza non è utilizzabile normalmente.
Vengono quindi utilizzati triodi speciali di tipo *pencil*, di tipo *lighthouse*, o a elettrodi piani generalmente incircuito con griglia a massa e carico coassiale di placca come amplificatori a radiofrequenza. Dato il guadagno relativamente basso di questi stadi specie per le frequenze più elevate vengono utilizzati diversi stadi amplificatori d'alta frequenza prima della mescolazione.
Quattro circuiti amplificatori a radio-

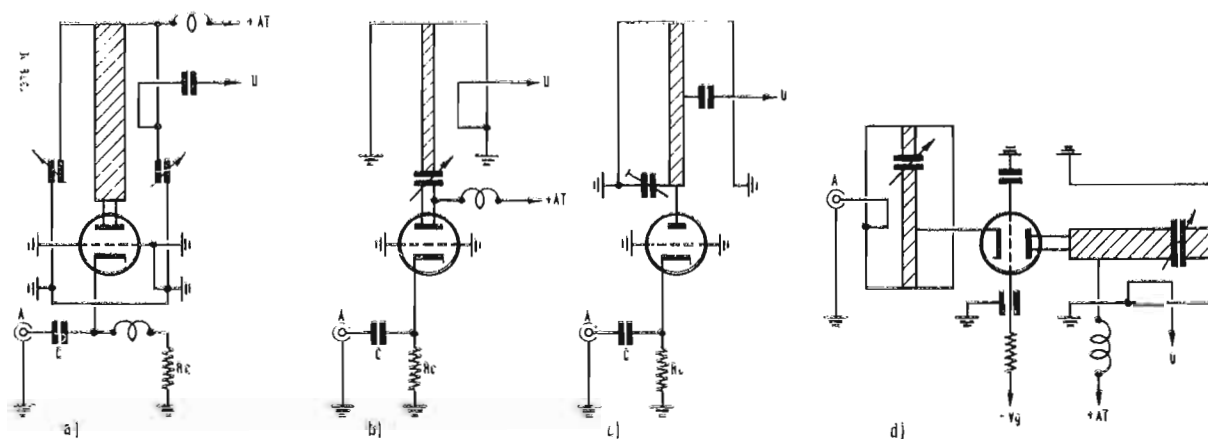



Fig. 4 - Diverse soluzioni circuitali di amplificatori UHF con griglia a massa. Fino ad 800 MHz possono essere impiegate valvole normali, oltre, valvole *lighthouse* o *pencil*.

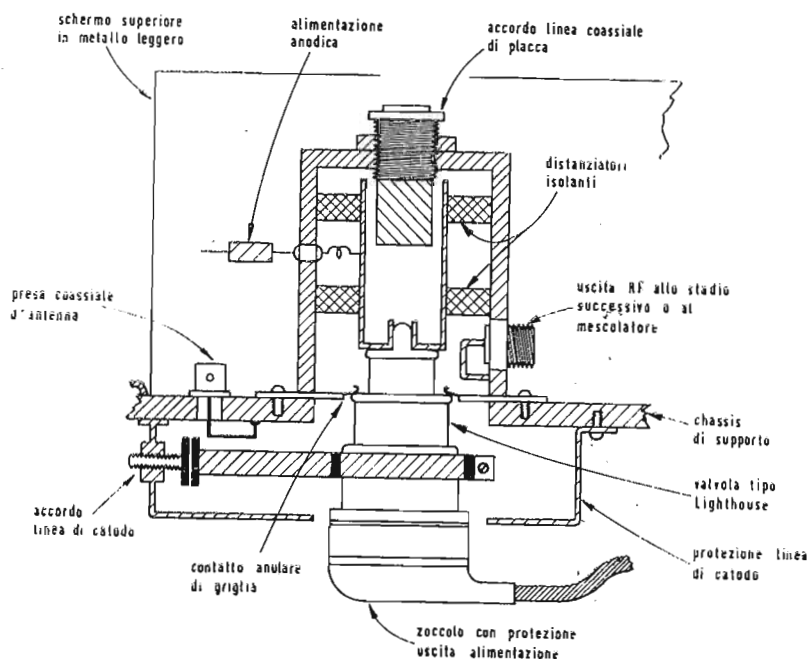



Fig. 5 - Sezione di stadio amplificatore RF con griglia a massa realizzato con una valvola *lighthouse* e linea coassiale a $\lambda/2$.

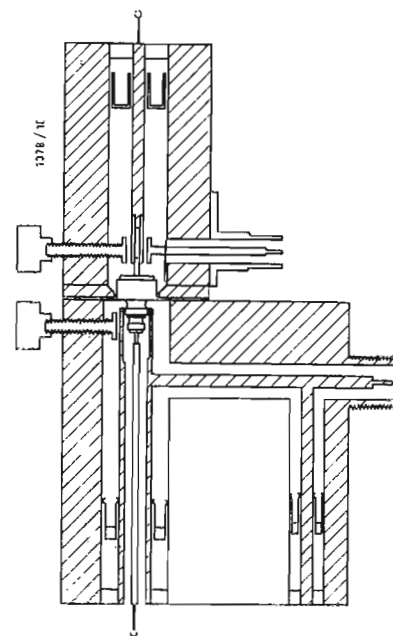



Fig. 6 - Sezione di amplificatore con griglia a massa a cavità multiple coassiali.

frequenza con griglia a massa sono illustrati nella fig. 4. Il primo stadio può essere realizzato con una valvola normale fino a circa 800 MHz (6AJ4, EC86, EC806, E86C, ecc.) oppure con una valvola *pencil* o *lighthouse*, per frequenze fino a circa 3000 MHz. Negli schemi non è indicata alcuna differenza circuitale perchè essa è soltanto strutturale e costruttiva mentre i circuiti generalmente rimangono identici.

L'amplificatore del punto (a) è costituito da un ingresso catodico realizzato con un condensatore di blocco *C* [di solito tipo ceramico a disco] e con una linea coassiale caricata sull'anodo e accordata per mezzo di un condensatore variabile che si trova sul lato freddo della linea. L'uscita è ottenuta attraverso un *link*. Al punto (b) della stessa figura abbiamo un amplificatore di tipo analogo al precedente ma con linea coassiale a mezza lunghezza d'onda caricata sull'anodo della valvola e con condensatore d'accordo posto sulla placca della valvola (cioè sul lato caldo della linea).

Al punto (c) è illustrato uno stadio amplificatore sempre del tipo con griglia a massa impiegante una linea a un quarto di lunghezza d'onda.

Questo tipo di amplificatore è usato particolarmente nelle frequenze più basse dello spettro UHF per le ridotte dimensioni della linea e fa spesso uso di valvole di tipo semiconvenzionale.

L'ultimo circuito amplificatore illustrato in (d) è realizzato con valvola *pencil* e impiega una linea d'ingresso accordata a mezza lunghezza d'onda caricata sul catodo e linea coassiale a mezza lunghezza d'onda caricata sulla placca con uscita ad accoppiamento induttivo. Questo stadio amplificatore prevede la inserzione di una tensione negativa sulla griglia per il controllo automatico dell'amplificazione. Strutturalmente, specie per le frequenze più elevate, i circuiti amplificatori a radiofrequenza differiscono in modo notevole dagli analoghi utilizzati nella gamma UHF e VHF. Quando essi sono realizzati con tubi *pencil* o *lighthouse* la realizzazione è piuttosto complessa e difficile.

Una sezione di principio, di stadio amplificatore di radio frequenza funzionante tra 1000 e 2000 MHz e realizzato con triodo è illustrato nella fig. 5. Questo stadio impiega 2 linee coassiali ad accordo capacitivo e sintonizzate su mezza lunghezza d'onda, utilizzate per il circuito d'ingresso catodico e per il circuito d'accordo anodico.

Le maggiori difficoltà nel tipo di realizzazione illustrata nella fig. 5, sono date dalla possibilità di autooscillazione che sono particolarmente gravi quando esistono due circuiti sintonizzati e che possono essere evitate solo scegliendo una particolare soluzione nel porre la griglia a massa e nello schermare convenientemente i circuiti d'entrata e di uscita tra loro.

È possibile naturalmente anche introdurre circuiti di neutralizzazione (molto

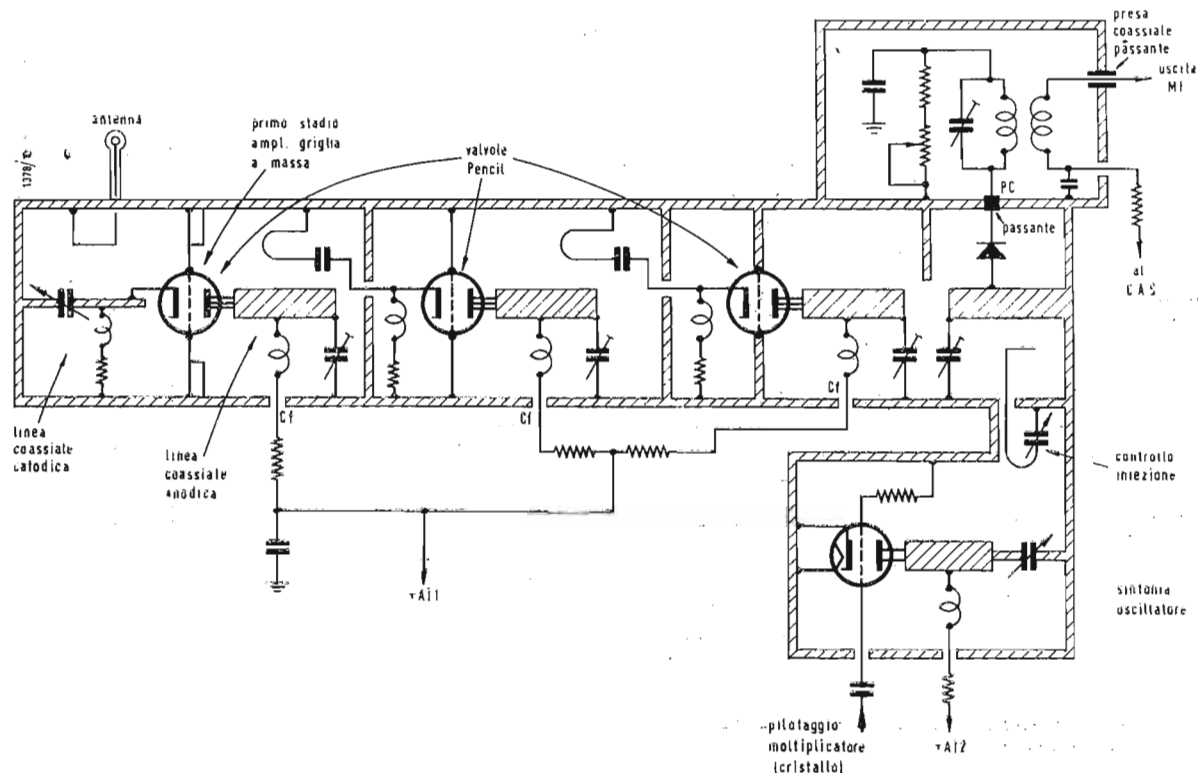



Fig. 7 - Amplificatore-convertitore RF, per UHF con tre stadi amplificatori con griglia a massa realizzati con *pencil tubes* e oscillatore locale controllato a cristallo.

diffusi in amplificatori a basso rumore e forte guadagno quali quelli usati per radioastronomia).

Tanto l'entrata quanto l'uscita del circuito descritto sono di tipo induttivo a bassa impedenza: a questo stadio può esserne collegato un successivo analogo, oppure l'uscita amplificata può essere inviata ad un convertitore.

Le notazioni sulla figura danno ulteriori delucidazioni sulla realizzazione dell'insieme amplificatore a radiofrequenza ma è bene notare che esso è puramente indicativo perchè assai spesso sono introdotte notevoli varianti per ottenere minori perdite nel circuito o minore ingombro.

La fig. 6 riporta lo spaccato di un amplificatore a cavità per 3000 MHz.

Un circuito completo convertitore con tre stadi amplificatori a radiofrequenza è illustrato in fig. 7 ed è particolarmente utilizzato in radio astronomia e per la ricezione di segnali molto deboli quali quelli ottenuti con propagazione a dispersione troposferica.

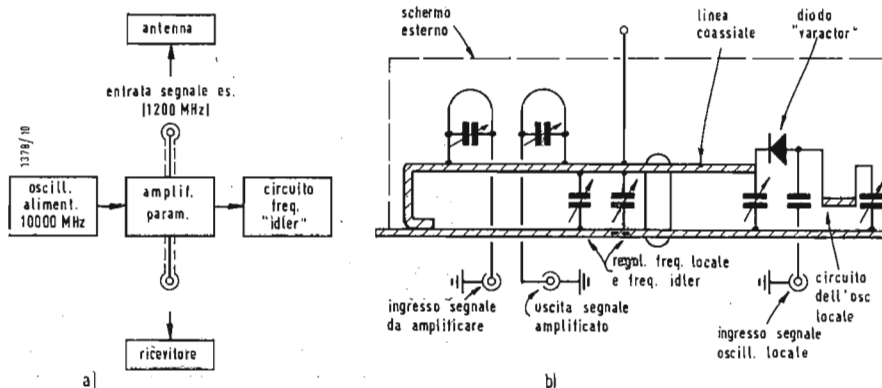
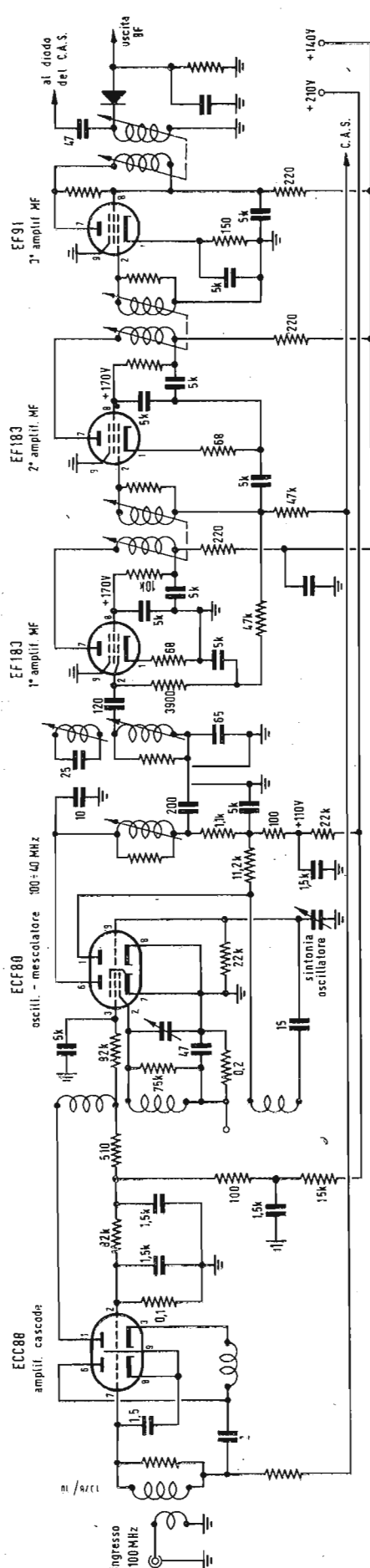



Fig. 8 - Schema a blocchi e circuito elettrico di un amplificatore parametrico.

Esso può funzionare a seconda del dimensionamento delle linee da 400 MHz fino a circa 2000 MHz. le valvole impiegate sono generalmente quelle a matita (*pencil tubes*). Il primo stadio impiega una linea a mezza lunghezza di onda accordata collegata al catodo in funzione di trasformatore d'antenna e adattattore d'ingresso, ha la griglia a massa e la placca collegata ad una linea a mezza lunghezza d'onda accordata sul lato freddo per mezzo di un compensatore.

L'uscita del primo stadio amplificatore a radiofrequenza è inviata al 2° stadio a mezzo di un *link*. Questo non è direttamente collegato al catodo, ma tramite un condensatore ceramico di blocco in modo da permettere l'inserzione del resistore di polarizzazione.

Anche il secondo stadio ha sulla placca una linea a mezza lunghezza d'onda occordata con un compensatore posto sul lato freddo, ed è collegato allo stadio successivo a mezzo di un *link*.

La linea coassiale di placca del terzo stadio amplificatore è contenuta in una cavità nella quale è inserita anche la linea coassiale del diodo mescolatore a cui la prima linea è induttivamente accoppiata.

Il segnale locale viene inserito per accoppiamento capacitivo e proviene da un moltiplicatore e realizzato con tubo a elettrodi piani.

È evidente che anche in questo caso l'oscillatore locale — come avviene nella maggioranza dei casi trattandosi di ricezione di segnali molto deboli e che richiedono una forte stabilità di frequenza dell'oscillatore locale — è costituito da più stadi controllati a cristallo e quello illustrato non è che l'ultimo stadio moltiplicatore e generatore della frequenza di iniezione.

La sensibilità ottenibile con un ricevitore a banda stretta (100 kHz) realizzato con l'impiego di tre stadi amplificatori a radiofrequenza e cinque stadi amplificatori a media frequenza, può essere dell'ordine di 0,2-0,5 μV per una uscita di un volt sul diodo rivelatore.

La sensibilità di un analogo ricevitore ma senza stadi a radiofrequenza è invece generalmente da 10 a 20 volte inferiore.

4. - L'AMPLIFICATORE PARAMETRICO

L'amplificazione di segnali molto deboli è stato fino a poco tempo fa limitata dal limite minimo di rumore prodotto dalle valvole amplificatrici a radiofrequenza seppure di tipo speciale. Nei laboratori di ricerca si è quindi tentato di trovare un'altra via per amplificare segnali assai deboli, sotto la « barriera del rumore ». È nato così un nuovo sistema d'amplificazione definito *parametrico*.

L'amplificatore parametrico è un sistema che impiega una reattanza variabile per ottenere un guadagno (amplificazione) in un segnale. Esso consiste in un elemento a reattanza variabile (*varactor diode*), un oscillatore a radio frequenza alimentatore (*pumping oscillator*), un circuito di filtro (*idler*) ed un carico.

La radiofrequenza proveniente dall'oscillatore d'alimentazione del sistema, produce una ritmica variazione della reattanza del diodo speciale (*varactor*), alla quale corrisponde — per la caratteristica stessa del diodo — una variazione di capacità.

La variazione di capacità a sua volta si traduce in una modificazione delle caratteristiche del circuito su cui il varactor è applicato, sia del punto di vista della frequenza di risonanza che da quello — più importante ai nostri fini — della distribuzione delle onde stazonarie sulla linea. Se ora nella linea è inserito il segnale da amplificare, sia direttamente sia per meno di circuiti alla linea strettamente accoppiati, il coefficiente di trasmissione entrata-uscita subirà notevoli modificazioni.

Il sistema è una versione a basso rumore di modulatore o mescolatore, in cui la frequenza d'uscita è di nuovo uguale a quella del segnale in arrivo. Si ottiene amplificazione quando viene prodotta una « resistenza negativa » alla frequenza del segnale, capace di sovrastare parzialmente le normali perdite del circuito e del diodo.

Lo schema di principio di un amplificatore parametrico è illustrato nella fig. 8. Nella sezione (a) della figura, si ha uno schema a blocchi, mentre nella sezione (b) si vede la realizzazione della linea coassiale, completa del diodo *varactor*, degli ingressi del segnale da amplificare, dell'ingresso del segnale supporto proveniente dall'oscillatore locale, e dell'uscita del segnale amplificato.

La frequenza del segnale locale deve avere una frequenza da 5 a 7 volte maggiore quella del segnale da amplificare a basso rumore, ma sono stati realizzati amplificatori parametrici aventi una differenza di frequenza tra i segnali di sole 2 o 3 volte.

L'amplificazione di un sistema parametrico normale non è molto elevata, variando da un minimo di 1,8 volte a circa 12 volte, ma il rumore introdotto dall'amplificatore stesso è assai buono, migliore di 2 ÷ 3 dB nel caso normale e 4 ÷ 5 dB nel caso limite a quello prodotto dalla migliore valvola amplificatrice su UHF, montata in circuito con griglia a massa perfettamente messo a punto.

Un ricevitore munito di amplificatore parametrico è in grado di raggiungere una sensibilità utile di 0,08-0,1 μV, con un rapporto segnale disturbo migliore di 8 dB, su una frequenza di 400 MHz,

Fig. 9 - Amplificatore di media frequenza a doppia conversione per uso su UHF.

ma si ha ragione di credere che migliori risultati possano essere raggiunti in questo campo nel prossimo futuro.
Unico difetto dell'amplificatore parametrico è di essere un sistema diverso dai normali amplificatori, e richiedere una notevole precisione di progettazione e messa a punto, onde ottenere risultati che compensino il non indifferente costo realizzativo, il suo ingombro e la sua difficile messa a punto. Si pensi che per l'amplificazione di una frequenza di 1200 MHz, è necessario disporre di un oscillatore locale (*pumping oscillator*) funzionante su 7000 ÷ ÷ 13.000 MHz, mentre per amplificare una frequenza di 400 MHz è necessario disporre di un oscillatore funzionante su almeno 1.500 ÷ 3.000 MHz, e si potrà facilmente capire cosa s'intenda per complicazione strutturale e costo.

5. - L'AMPLIFICATORE DI MEDIA FREQUENZA

Benchè non rientri direttamente nell'argomento di quest'articolo sono illustrate nelle fig. 7 e 8 due amplificatori di media frequenza che possono essere impiegati nel campo delle UHF.
Il primo è un'amplificatore di media frequenza a doppia conversione e larga banda (8 MHz) del tutto simile a l'amplificatore di media frequenza video di un televisore.
Esso comporta uno stadio amplificatore cascode funzionante sul valore di media frequenza d'uscita del convertitore UHF (100 MHz), seguito da uno stadio oscillatore convertitore realizzato con una valvola ECF80 che trasforma la prima frequenza intermedia di 100 MHz nel valore della seconda frequenza intermedia di 40 MHz. Il segnale all'uscita del pentodo della sezione convertitrice fa capo ad un amplificatore a tre stadi a larga banda realizzati con valvole EF80 che pilotano il diodo rivelatore in modulazione di ampiezza.
L'ultima stadio può essere collegato analogamente a quanto indicato anche ad un discriminatore per modulazione di frequenza qualora (caso più diffuso) il segnale da ricevere sia appunto modulato in frequenza. La differenza di questo amplificatore da quello di un normale sistema per televisore è dato dalla presenza di resistenze di smorzamento sui circuiti di media frequenza che servono per allargare la banda a 8 MHz e dall'assenza delle trappole che generalmente sono inserite nei circuiti convenzionali dei televisori.
Il secondo schema illustra un'amplificatore di media frequenza normale a banda relativamente stretta che può essere impiegato per l'amplificazione di segnali sia *AM* che *FM* e che impiega 5 stadi amplificatori realizzati con valvole a forte pendenza. Ogni stadio di questo amplificatore è singolarmente schermato in modo da evitare i possibili accoppiamenti su un'unica frequenza intermedia. Questo è uno dei motivi per i quali nella amplificazione di segnali molto deboli è preferibile lo impiego di un canale di media frequenza con 2 o 3 conversioni in modo da non avere reatroazioni e possibilità di autooscillazioni o instabilità.
Abbiamo pensato bene di non aggiungere ulteriori dati a proposito della amplificazione intermedia o della successiva amplificazione a video o bassa frequenza perchè ogni caso particolare dell'applicazione delle UHF richiede una speciale soluzione.
Anche i 2 schemi informativi da noi riportati hanno solo valore di principio.
A

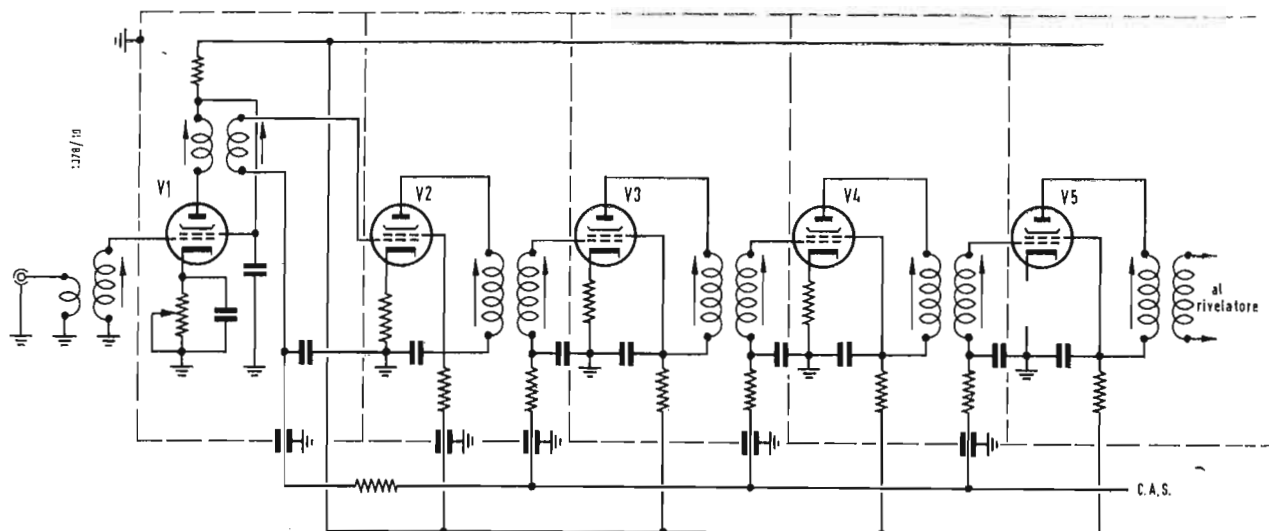



Fig. 10 - Amplificatore di media frequenza normale a banda stretta per radiotelefonia AM od FM. A questo tipo sono spesso sostituiti amplificatori a conversioni multiple di frequenza, per evitare instabilità.

dott. ing. Paolo Quercia

La produzione delle industrie radiotelevisive russe

NEL PRIMO NUMERO di quest'anno della rivista sovietica *Radio* vennero anticipati i programmi della produzione delle maggiori industrie radiotelevisive dell'U.R.S.S.
Riportiamo i dati tecnici di alcune prossime realizzazioni forniti dai dirigenti dei più importanti stabilimenti di varie città.
Negli stabilimenti di Moskwa verranno prodotti i nuovi televisori « Temp 6 » e « Rubin 104 » derivati dagli ormai affermati e popolari modelli « Temp 3 » e « Rubin 102 ». I due nuovi modelli presentano notevoli innovazioni sia da un punto di vista tecnico che tecnologico. È stato introdotto un circuito di sintonia automatica, che permette la soppressione del comando manuale di sintonia indispensabile altrimenti passando da un canale all'altro. L'ampiezza orizzontale dell'immagine viene controllata automaticamente. Tale risultato si ottiene stabilizzando la tensione di griglia schermo del tubo finale di riga con una stabilvolt. Un analogo controllo automatico si ha per l'ampiezza verticale, permettendo così di sopprimere il comando esterno.
I circuiti di media frequenza video e suono, di scansione ed il gruppo dei sincronismi sono realizzati con elementi stampati. Ambedue i televisori usano cinescopi a 110°. I nuovi cinescopi a 110° di deflessione e la realizzazione su circuiti stampati permettono una notevole diminuzione dell'ingombro a parità di dimensioni dell'immagine. Due altri modelli, « Temp 7 » ed « Almas 104 », pur non differendo nello schema elettrico e costruttivo dai due modelli precedentemente descritti « Temp 6 » e « Rubin 104 », avranno una maggiore grandezza di immagine (cinescopio con diagonale di 53 cm a 110°) e acustica migliorata. Gli stabilimenti di Leningrado, oltre alla consueta produzione, hanno in preparazione due nuovi modelli di televisori da tavolo e consolle; essi differiranno notevolmente, sia tecnicamente che nell'aspetto esterno, dai tipi precedenti.
Anzitutto questi televisori useranno cinescopi a 110° di deflessione e verranno realizzati tenendo conto dei più moderni ritrovati in tale campo. Si avranno circuiti automatici di contrasto, di luminosità, di scansione di frequenza, di ampiezza di immagine e comandi a distanza. Verrà altresì prodotto a scopo sperimentale un primo gruppo di televisori per la ricezione di immagini a colori.
A Minsk sarà realizzato un gruppo di nuovi modelli di televisori, radio e radiogrammofoni. È già entrato nella produzione di serie il ricevitore « Minsk» esso è un ricevitore a due gamme a sette transistors. L'alimentazione può essere effettuata con una pila tascabile o dalla rete. È in preparazione il lancio di un radiogrammofono: « Bielaruss 59 ». Inoltre sarà prodotto un tipo di televisore con cinescopio a 110° e un radiogrammofono di piccole dimensioni, di costo preventivato di circa 300 ÷ 350 rubli.
Nelle fabbriche di Riga, sarà continuata la produzione dei ricevitori « Festival e « Sakta », che hanno avuto una larga diffusione e di cui vi è una continua richiesta. Sarà avviata pure la produzione in serie del radioricevitore « Dsintars ». Questo ricevitore è una super a quattro gamme d'onda: lunghe, medie, corte e ultracorte. È dotato di regolatore di tono a scatti ed uno continuo e di un controllo automatico di volume. È previsto lo spazio per un magnetofono e la bassa frequenza, su larga banda, comprende un gruppo di tre altoparlanti. Questo ricevitore, a sette tubi, due diodi al germanio e raddrizzatore al selenio, è realizzato su circuito stampato per i gruppi alta frequenza, bassa frequenza e gruppo per le onde ultracorte. Sono inoltre in studio apparecchiature stereofoniche ed un ricevitore tascabile a semiconduttori.
Nel corso di quest'anno gli stabilimenti di Lvov produrranno i televisori modello « Lviv 3 » e « Lviv 4 ». Questi due nuovi televisori avranno notevoli miglioramenti nelle prestazioni.
Il televisore « Lviv 3 », realizzato con elementi circuitali stampati e dislocati verticalmente su di una carcassa metallica, è previsto per dodici canali ed ha una sensibilità migliore di 100 μV. È stata inclusa una gamma per la ricezione delle onde ultracorte in modulazione di frequenza.
Il modello « Lviv 4 » monta il cinescopio 43 LK2B con angolo di deflessione di 110°. Tale cinescopio, avente lo schermo alluminizzato, permette, oltre alla riduzione delle dimensioni complessive, una immagine particolare buona.
La media frequenza comprenderà un circuito a quattro tubi ed i circuiti di deflessione saranno migliorati.
In fase di preparazione vi è il televisore « Ucraina » tipo consolle, di modello un po' inconsueto. Il cinescopio 53LK5B, convenientemente protetto, è imperniato su di un tavolinetto e può ruotare di 90° gradi in modo che uno spettatore può ruotare lo schermo nel modo più opportuno senza muovere l'intero apparecchio. Tutte le parti elettriche sono dislocate nel tavolinetto. La luminosità, il contrasto, il volume ed il tono sono regolabili a distanza fino a quattro metri. Sulle pareti e fronte del televisore sono posti quattro altoparlanti che permettono una audizione di qualita. Questo televisore è già stato esposto alle fiere di Marsiglia e di Brno (Cecoslovacchia).

A

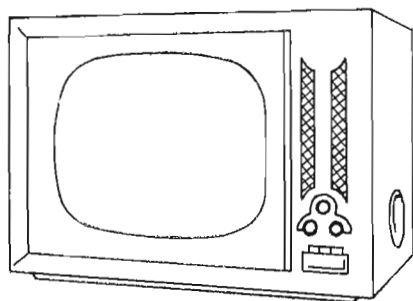



Fig. 1 - Televisore « Lviv 3 ». Caratteristiche del modello: 12 canali e una gamma d'onde ultracorte in modulazione di frequenza. Dimensioni dell'immagine 360x270 mm, sensibilità non inferiore a 100 μV.

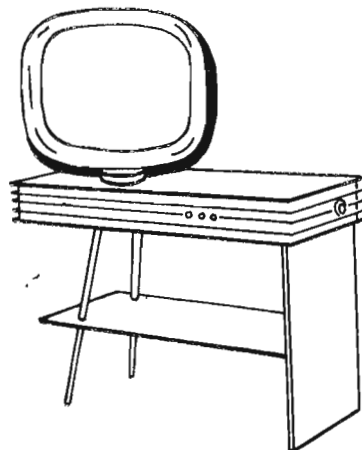



Fig. 2 - Televisore « Ucraina ». Caratteristiche del modello: 12 canali e gamma d'onde ultracorte in modulazione di frequenza. Dimensione dell'immagine 450x360 mm, sensibilità non inferiore a 100 μV. Ricorda esteriormente il nostro Phonola 1718.

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore TV Europhon 022"

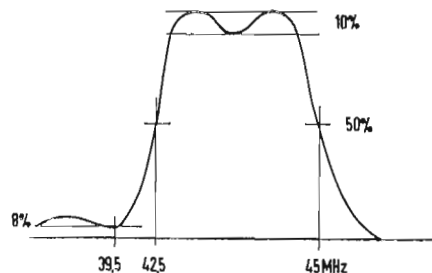



Fig. 1 - Curva totale di risposta della FI.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Si tratta di un televisore del tipo intercarrier, adatto per la ricezione di tutti i canali italiani, più alcuni di riserva. Esso comprende un totale di quindici valvole le quali assolvono a ventidue funzioni diverse, oltre ad un raddrizzatore del tipo metallico.

Il cinescopio usato è del tipo da 22 pollici cioè con dimensioni di 46×35 cm. Gli altoparlanti usati sono due, del tipo magneto dinamico, con un diametro di 125 mm ciascuno. L'alimentazione è universale da 110 a 220 V. I filamenti di tutte le valvole sono alimentati in parallelo. I circuiti di alimentazione sono protetti da due fusibili rispettivamente da 3 A a 1 A.

Il circuito di antenna è adattato per essere collegato a linee a 300 Ω. Le dimensioni sono 58×43×35 cm e il peso 33 kg circa. Il televisore è ocmpleto di stabilizzatore. Lo schema elettrico è riportato nella rubrica archivio schemi.

2. - FUNZIONI DELLE VALVOLE

V_1 = 6BQ7 amplificatrice a radio frequenza tipo cascode; V_2 = 6U8 oscillatrice-mescolatrice; V_3 = 6CB6 1° amplificatrice frequenza internmedia; V_4 = 6CB6 2° amplificatrice FI; V_5 — 6CB6 3° amplificatrice FI; V_{6A} = 6AW8 rivelatrice video; V_{8B} = 6AW8 finale video; V_7 = 6AU7 limitatrice del segnale a 5,5 MHz; V_{8A} = 6T8 rivelatrice a rapporto; V_{8B} = 6T8 preamplificatrice bassa frequenza; V_9 6AQ5 finale bassa frequenza: V_{10A} = 6SN7GT separatrice dei segnali di sincronismo; V_{10B} = 6SN7GT amplificatrice dei segnali di sincronismo; V_{11A} — 6SN7GT controllo automatico frequenza orizzontale; V_{11B} = 6SN7GT oscillatrice orizzontale; V_{12} = 6CU6 finale di riga — orizzontale —; V_{13} = 6W4 smorzatrice — damper; V_{14} = 1G3GT raddrizzatrice EAT; V_{15A} = 12BH7 oscillatrice verticale; V_{15B} = 12BH7 finale di quadro — verticale; V_{16} — 21ALP4 cinescopio.

3. - NOTE PER LO SMONTAGGIO

Valgono quelle norme che sono comuni a tutti i televisori, tenendo presente che il telaio è sotto tensione della rete e perciò prima di iniziare qualsiasi operazione di controllo o riparazione è opportuno inserire fra il televisore e la rete stessa un trasformatore. Le precauzioni d'uso debbono essere prese nei confronti dei circuiti percorsi dalla EAT, che in questo caso si aggira sui 16.000 V, mentre occorre evitare qualsiasi urto o mossa violenta che possa provocare lo scoppio del cinescopio, ricordando che la parte più delicata del tubo è il collo.

4. - CARATTERISTICHE TECNICHE

Il televisore in questione pur disponendo di un numero di valvole limitato permette di ottenere notevoli risultati anche in zone marginali ed alquanto distanti dai trasmettitori. La stabilità dell'immagine è ottima ed il consumo di corrente piuttosto ridotto, quindi si può rilevare che ad un costo della manutenzione molto limitato corrispondono delle prestazioni veramente buone Il gruppo sintonizzatore a radio frequenza comprende l'amplificatore tipo cascode con un elevato rapporto segnale utile disturbo, e la valvola oscillatrice-mescolatrice. Il segnale a frequenza intermedia viene applicato alla sezione amplificatrice FI che comprende tre valvole aventi funzioni di amplificatrici, più un altra con funzioni di rivelatrice ed amplificatrice video.

Il controllo automatico di sensibilità agisce tanto sulla valvola a radio frequenza quanto sui primi due stadi a frequenza intermedia. Esistono due filtri: uno accordato sulla portante del suono a FI e l'altro destinato ad attenuare la frequenza a 5,5 MHz del circuito del cinescopio.

La frequenza che risulta dal battimento fra le portanti FI audio e video a 5,5 MHz è applicata alla sezione suono composta da tre valvole.

La sezione sincronismo è realizzata con due valvole doppie per cui il primo stadio permette il passaggio degli impulsi positivi di sincronismo, il secondo amplifica gli impulsi pilota, il terzo funge da CAS mentre il quarto costituisce l'oscillatore bloccato. Da questo oscillatore parte un segnale a dente di sega il quale viene applicato alla finale orizzontale V_{12}. Alla placca di questa valvola fa capo il trasformatore di uscita

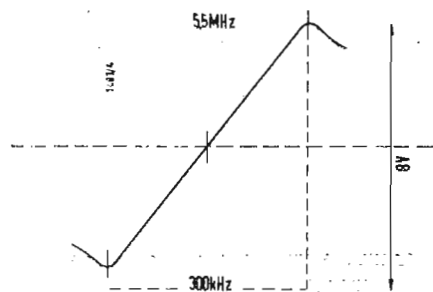



Fig. 2 - Curva di rivelazione del discriminatore a rapporto.

orizzontale il quale ha il compito di elevare la tensione di scansione orizzontale in modo da ottenere, dopo il raddrizzamento, la EAT necessaria per alimentare il cinescopio oltre ad adattare il circuito del *damper* affinchè sia possibile ottenere un buon compromesso tra la linearità di scansione e l'efficienza del circuito.

Dalla valvola V_{10} (sezione B) è prelevato anche il segnale a 50 impulsi al secondo (di quadro) il quale viene applicato al generatore di impulsi di quadro tramite un integratore il quale ha la funzione di eliminare gli impulsi equalizzatori e di riga.

La corrente di alimentazione viene raddrizzata tramite un raddrizzatore E25-OC350 del tipo metallico da 250 mA 350 V.

5. - OPERAZIONI DI MESSA A PUNTO E DI TARATURA

Dette operazioni debbono essere eseguite con l'ausilio dei soliti strumenti, già elencati nelle puntate precedenti. Alle descrizioni precedenti si potrà pure riferire per la messa a punto delle immagini e per la correzione della relativa linearità.

6. - GRUPPO A RADIO FREQUENZA

L'allineamento dei circuiti relativi il gruppo a radio frequenza non è quasi mai necessario: tutto al più può riscontrarsi la necessità di effettuare qualche lieve ritocco dei circuiti di antenna, di placca o di griglia, per ottenere una curva di risposta più vicina a quella ideale, che con il tempo può aver subito qualche leggera modifica. Talvolta può essere necessario un ritocco dell'oscillatore per il centraggio dell'audio con il video di un canale.

La tensione negativa misurabile al punto di controllo TP1 sui canali *A*, *B*, *C*, dovrà essere maggiore di 2,5 V e sui canali *D*, *E*, *F*, *G*, *H*, maggiore di 6,5 V. La sensibilità in antenna è minore di 200 μV.

Per l'allineamento della catena della frequenza intermedia si seguirà la solita prassi tenendo presente che per la prima media frequenza l'accordo deve essere fatto per 43 MHz per s = 2,5 V, per la seconda media frequenza 40 MHz s = 22 mV; per la terza 41,8 MHz e s = 35 mV.

In figura 1 si riporta la curva totale di media frequenza. Il valore della media frequenza video è di 45 MHz e quello della media frequenza audio è 39,5 MHz La trappola a frequenza intermedia del suono (TS) deve essere regolata in modo da ridurre al minimo possibile la risposta sulla frequenza di 39,5 MHz, mentre la trappola a frequenza intermedia 5,5 MHz (TR) deve essere tarata, prima di effettuare l'allineamento del telaio del suono, con un segnale di 5,5 MHz applicato alla griglia della valvola video. La sua regolazione deve essere tale da far scomparire o ridurre al minimo possibile il reticolo di 5,5 MHz che si vede sullo schermo del cinescopio.

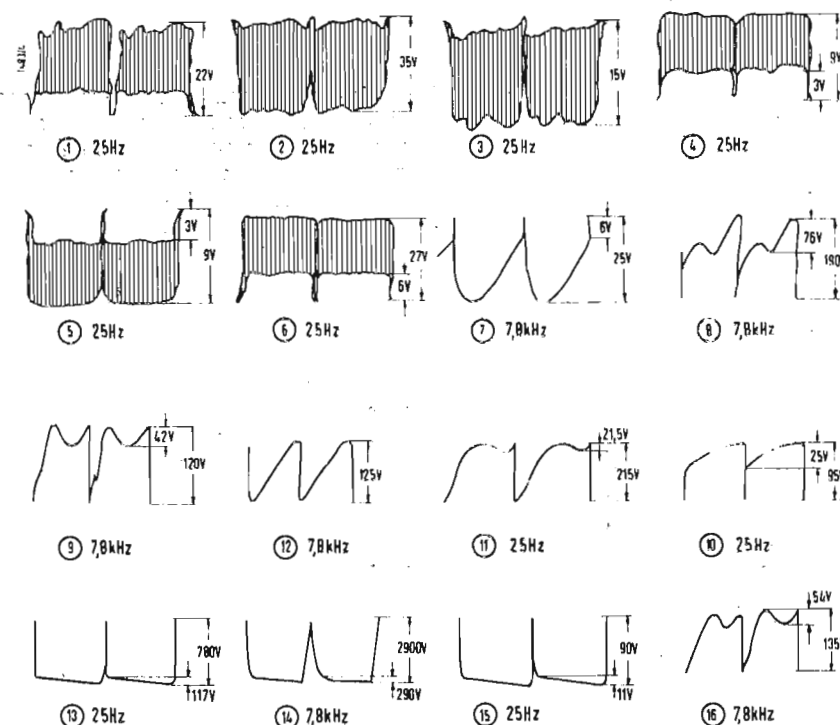



Fig. 3 - Forme d'onda rilevate nei vari punti del televisore.

Tabella delle tensioni che si debbono riscontrare ai piedini dei tubi.

VALVOLE	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V3 -6CB6	—0.7*	0.3	6.3	0	110	110	0	—	—
V4 -6CB6	105*	110	6.3	0	260	260	110	—	—
V5 -6CB6	0	3.4	6.3	0	200	200	0	—	—
V6 -6AW8	—3.4*	—2.5*	—5*	0	6.3	1.8÷4	—2.5*	220	200
V7 -6AU6	0	2	0	6,3	59	59		—	—
V8 -6T8	—6	—13	—7	0	6.3	0	0	0	60
V9 -6AQ5	0	15	6.3	0	250	260	—	—	—
V10-6SN7	—5.5*	22*	0	—0.9*	59	0	6.3	0	—
V11-6SN7	—82*	270*	0	18*	170÷250	50	6.3	0	—
V12-6CU6	—	6.3	—	180	—38	—	0	14.5	—
V13-6W4	—	—	700*	—	260	—	0	6.3	—
V14-1G3-EAT									
V15-12BH7	170*	—70*	0	0	0	490*	0	28	6 3
V16-21ALP4	(1) 0 — (2) 50 ÷ 150 — (6) (490 — (11) 140 ÷ 170 — (12) 6,3 (2° Anodo) 16 kV.								

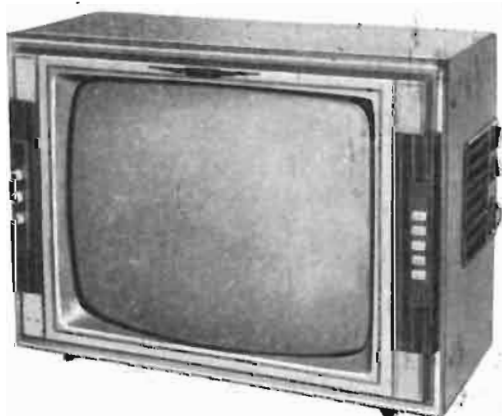
L'oscilloscopio dovrà essere collegato al punto di prova TP2 mediante un cavo accuratamente schermato, per evitare l'introduzione di ronzio che potrebbe modificare l'andamento della curva.
Per la taratura della sezione suono si procede come al solito usando il punto TP3 per il collegamento dell'oscilloscopio o del voltmetro elettronico.

7. - OSCILLOGRAMMI

Per facilitare il compito dei lettori riportiamo la serie completa degli oscillogrammi relativi le forme d'onda che si debbono riscontrare nei vari punti del circuito del televisore. I numeri corrispondono agli stessi riportati sullo schema elettrico e racchiusi dentro ad un cerchietto.
In ogni oscillogramma oltre alla frequenza di ripetizione sono riportate la tensione fra picco e picco e le tensioni parziali.

8. - TABELLA DELLE TENSIONI

Per facilitare il compito dei teleriparatori riportiamo la tabella delle tensioni che si debbono riscontrare ai piedini di tutte le valvole, escluse quelle relative al gruppo RF il cui controllo va effettuato sul punto TP1. Le tensioni segnate con l'asterisco dovranno essere misurate mediante un voltmetro elettronico altrimenti le letture effettuate saranno alterate. *A.*

La Nova presenta il ricevitore TV di 23 pollici

Il televisore 23 pollici che verrà consegnato nei prossimi mesi dalla Nova è un televisore interessante per alcuni particolari sia estetici che funzionali.
Innanzitutto impiega il tubo da 23 pollici ultimo modello con fuoco elettrostatico corretto. Il tubo ha una ottima definizione ed un contrasto migliore del tubo normale è di facile pulitura e pur avendo le dimensioni del tubo da 21 pollici maggiorato, ha una dimensione di visione più grande e più piacevole in quanto gli angoli sono meno arrotondati e i lati sono praticamente diritti.
Il televisore Nova modello 23 pollici presenta un notevole miglioramento rispetto ai televisori normali, anche per quanto riguarda il suono.
È munito di un suono bifrontale dovuto non a due altoparlanti ellittici montati sul fronte stesso, altoparlanti non scevri di qualche inconveniente, ma a due grandi altoparlanti laterali i quali posseggono uno speciale deflettore per il quale le note basse escono lateralmente, mentre le note acute escono in prevalenza frontalmente. Per chi ode l'apparecchio stando in posizione normale cioè anteriormente la ricezione presenta un effetto di ritardo o sfasatura tra le note basse e le note acute. Si ottiene cioè un gradevole effetto di presenza chiamato effetto « parastereo ». Infatti come nelle riproduzioni stereofoniche il rilievo della musica è ottenuto per il diverso ritardo con cui pervengono all'orecchio i suoni di alcuni strumenti rispetto a quelli di altri. Naturalmente non si può parlare di un vero effetto stereofonico perchè questo deve incominciare dalla trasmissione. Alla ricezione non ci si può che accontentare di una stereofonia semplificata quale è quella messa in opera in questo televisore.
Per concludere si tratta di un televisore di linea nuova, sobria e moderna dotato di caratteristiche di avanguardia sia nel video che nel suono e tali da poter essere percepite nettamente anche da un profano. *A*

A proposito di amplificatori ad altissima fedeltà senza trasformatore di uscita - Bibliografia sui trasformatori.

0181 - *Sig. F. Solari - Genova.*

Allo scopo di eliminare molti dei difetti che sono propri dei trasformatori di uscita, quale il rendimento piuttosto basso, dimensioni notevoli che aumentano in relazione alla bontà del trasformatore stesso, il peso ed il costo, la PHILIPS ha cercato molti anni or sono di trovare una soluzione al problema sopprimendo detto trasformatore ed usando degli altoparlanti di elevata impedenza. Trattenerci diffusamente su questo argomento richiederebbe uno spazio tale che non ci è consentito dai limiti che sono propri di questa rubrica: possiamo dire che tale soluzione, che successivamente è stata perfezionata, ha permesso di ottenere unitamente ad una riduzione del costo dell'apparecchio una maggiore potenza di uscita ed una qualità di riproduzione superiore a quella ottenibile con gli amplificatori convenzionali.

Allo scopo di evitare l'uso del controllo di tono sulla rete di controreazione, la qualcosa porterebbe ad un peggioramento della qualità, portando alcune modifiche al circuito ed usando un preamplificatore separato, comprendente le regolazioni di tono e di equalizzazione, è possibile ottenere un amplificatore di qualità veramente eccellente.

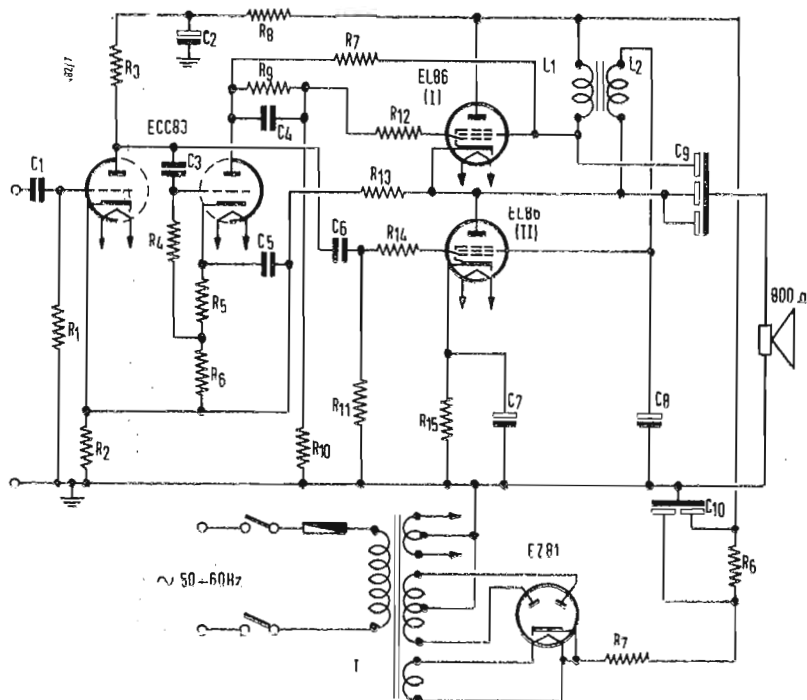
In figura 1 si riporta lo schema da lei richiesto il quale permette di ottenere una potenza di uscita di 10 W con curva di risposta piatta fra i 7 Hz ed i 40 kHz, inferiore di 3,8 dB a 300 kHz. Distorsione a 10 W: minore del 0,3 %, a 11 W minore dell'1 %, a 2 W minore del 0,02 %. Sensibilità a 50 mW di potenza di uscita 40 mV, alla massima potenza di uscita 0,6 V. Impedenza di uscita 800 Ω, resistenza interna 50 Ω.

Mentre un doppio triodo ECC83 funge da prestadio e da invertitore di fase in circuito a reazione, lo stadio di uscita è formato da due pentodi EL86 (I e II). Il problema caratteristico degli stadi finali in push-pull senza trasformatore, si riferisce all'alimentazione della griglia schermo del pentodo I. Esso è stato risolto in modo ingegnoso alimentando le due griglie schermo tramite un avvolgimento di una doppia impedenza la cui magnetizzazione del nucleo è neutralizzata dal passaggio di senso inverso, in ognuno dei due avvolgimenti, delle due uguali correnti di griglia schermo. È così possibile ottenere una induttanza di 60 H per ciascuna impedenza, con un nucleo avente dimensioni molto ridotte.

Essendo l'altoparlante percorso soltanto da correnti a bassa frequenza, può essere collegato direttamente a massa con una perdita di potenza trascurabile.

La resistenza di griglia da 1 MΩ della EL86-I è collegata a massa allo scopo di avere una notevole controreazione a tutto vantaggio di una distorsione minore. Ciò rende necessario di applicare alla griglia una tensione continua positiva che si ottiene collegando R_9 in parallelo al condensatore di accoppiamento fra la placca di una sezione anodica della ECC83 e la griglia della EL86-I.

Il migliore bilanciamento si ottiene quando il punto di lavoro in corrente continua dei due pentodi è identico, cosa che si verifica se con un alimentazione di 320 V ed una tensione negativa di — 11 V alla griglia di ciascun pentodo, la tensione anodica di EL86-II risulta di 165,5 V rispetto alla massa.

La resistenza di ciascun avvolgimento della doppia impedenza è di circa 400 Ω e la corrente di griglia schermo 4 mA circa. Essendo

la caduta di tensione ai capi dell'impedenza di 1,6 V la tensione di alimentazione del triodo sarà di 318 V. La caduta di tensione ai capi della resistenza di carico da 100 kΩ deve essere di 67 V affinchè risulti applicato il valore esatto della tensione alla griglia della EL86-I. Nel partitore di tensione R_9-R_{10} deve circolare una corrente di 0,555 mA, e nella R_7 0,67 mA. Da quanto detto risulta evidente che tutti gli elementi del circuito sono legati fra di loro ed il valore inesatto di uno di essi può influenzare le condizioni di funzionamento degli altri circuiti. Infine si può rilevare come il condensatore di accoppiamento C_4 alla griglia della EL86-I sia da 0,1 µF mentre quello di accoppiamento alla griglia della EL86-II e di soli 47000 pF; ciò è stato fatto allo scopo di avere alle frequenze basse un buon segnale alle griglie finali.

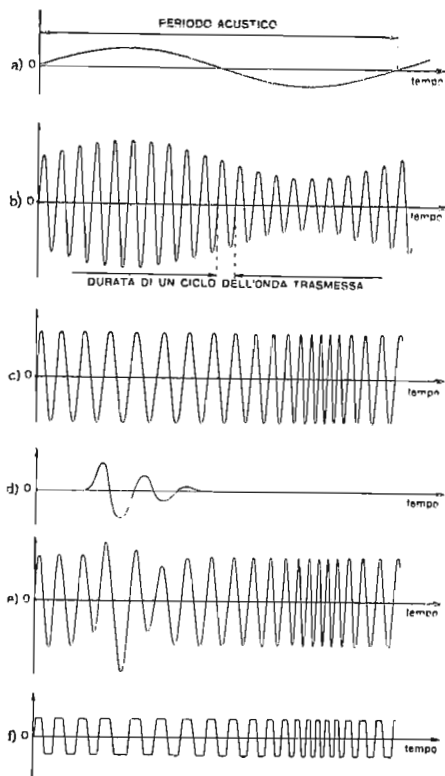
L'alimentatore è costituito da un trasformatore di alimentazione 2×300 V eff. a 90 mA 6 . 3 V 2 . 4 mA; 6 . 3 V 1 A, ed adatto anche per l'alimentazione dell'eventuale preamplificatore. Infatti come abbiamo già detto il complesso necessita di un preamplificatore equalizzatore, del quale eventualmente potremo pubblicare lo schema, che può essere costruito su di un telaio separato oppure sul telaio stesso dell'amplificarore di potenza previa una accurata schermatura fra le due sezioni.

Riportiamo i valori dei vari componenti, le cui caratteristiche debbono essere assolutamente rispettate per ottenere buoni risultati. La sigla AS indica che occorre un elemento ad *alta stabilità*.

R_1 = 1 MΩ 1/4 W 20 %; R_2 = 680 Ω AS 1/4; R_3 = 220 kΩ AS 10 % 1/4 W; R_4 = 1 MΩ 20 % 1/4; R_5 = 5,1 kΩ 5 % AS 1/4; R_6 = 33 kΩ AS 5 % 1/4; R_7 = 100 kΩ 5 % AS 1/4; R_8 = 100 kΩ 10 % 1/4; R_9 = 620 kΩ 5 % AS 1/4; R_{10} = 1 MΩ 5 % AS 1/4; R_{11} = 1 MΩ 10 % 1/4; R_{12} = 1 kΩ 20 % 1/4; R_{13} = 120 kΩ 5 % AS 1/4; R_{14} = 1 kΩ 20 % 1/4 W; R_{15} = 150 Ω 5 %; R_{16} = 150 Ω 20 % 6 W a filo. C_1 = 0,1 µF; C_2 = 8 µF 350 V lav.; C_3 = = C_4 = 0,1 µF350 V lav.; C_5 = 47 pF; C_6 =47000 pF; 350 V lav.; C_7 = 100 µF, 25 V lav.; C_8 = 8 µF, 350 V lav.; C_9 = 3 x 50 µF, 35 V lav.; C_{10} = 2 x 50 µF, 350 V lav.; L_1 e L_2 impedenze come da testo (PHILIPS).

Modulazione di frequenza - Pubblicazioni e disturbi

0182 - *Sigg. L. Franco - Padova; P Rossi - Genova.*

Al Signor Franco sarà senz'altro della massima utilità il libro del Rosa — Modulazione di frequenza nel quale sono trattati con semplicità tutti gli argomenti che gli interessano. Attualmente tale libro è in ristampa. Per quanto concerne il sig. Rossi occorrerebbe troppo spazio per rispondere a tutti i suoi quesiti: cercherò di farlo in modo succinto.

La differenza fra la modulazione di frequenza e la modulazione di ampiezza di un segnale a bassa frequenza è visibile in figura 1. In *b*) il segnale di BF fa variare l'ampiezza della onda elettromagnetica, secondo la frequenza del segnale stesso e quindi si ha una modulazione di ampiezza. In *c*) invece il segnale da luogo ad una variazione dell'onda portante dando così origine alla modulazione di frequenza. Se indichiamo con *d*) un segnale di disturbo, mentre esso nella moulazione di ampiezza, darà origine ad una componente che andrà a sommarsi alla normale modulazione provocando così un disturbo in ricezione, nella modulazione di frequenza risulta eliminato dall'azione del limitatore il quale taglia tanto il livello positivo quanto a quello negativo, le creste dell'onda, come è perfettamente visibile in *f*).

È ovvio però che quanto sopra si verifichi soltanto nel caso in cui il segnale della stazione emittente applicato al limitatore non scenda al disotto di un certo livello, perchè in caso contrario l'azione del limitatore stesso non si manifesta e di conseguenza i disturbi sarebbero udibili come per la modulazione di ampiezza. Ora, se come lei afferma, i segnali in FM sono deboli in relazione al fatto che è costretto a valersi di un antenna interna, è in condizione di ricezione sfavorevoli, e perfettamente logico che i disturbi dei quali lamenta la presenza, non possano essere eliminati anche commutando il ricevitore per la ricezione in FM.

Evidentemente l'inconveniente è eliminabile con due distinte soluzioni e precisamente, agendo in modo che al ricevitore giungano dei segnali robusti così da permettere al limitatore di raggiungere la saturazione, la qualcosa è possibile installando un antenna esterna che oltretutto le permette di avere audizioni migliori, indipendentemente dai disturbi. Nel caso ciò non sia assolutamente possibile occorre individuare la fonte dei disturbi e provvedere al loro silenziamento mediante uno dei tanti dispositivi che certamente conosce. Il proprietario di casa non può opporsi alla installazione dell'antenna. A tale riguardo nel volume le radiocomunicazioni in suo possesso sono riportate le norme che regolano i suddetti impianti.

(*P. Soati*)

Materiale dei surplus americano in Italia

0183 - ***Richiedenti diversi***

Concludiamo l'elenco degli apparecchi relativi il surplus americano iniziato con il n° 4 de l'*antenna*.

BC1161A ricevitore relativo trasmettitore 1072A- 115 V ac. Tubi 14: 6SN7 amp. 6H6 2° riv.; 2-6SH7 1° e 2° RF; 1 6SH7 amp. video; 3-6AC7 1°, 2°, 3° amp. F1; 2-6AB7 4° e 5° F1; 9006 mod. 6J5 osc.; 5U4G raddr.; 6E5 ind. sint. F1 4 MHz. (identico al BC-1068A).
BC-1206C ricev. per radiofari 195-420 kHz. 2 25L6; 6SF7; 6SK7; 6SA7; 6K7.
BC 1267 trasm. e ricevitore 154-168 MHz. oscill. ad impulsi 1 kW. Ricevitore super. 2 RF a stadi a F1.
BD-77Km Dinamo-motore entrata 14 V cc uscita 1000 V 350 mA (unita al BC191).
C-1 Complesso per modelli radio comandati. 3-7F7 amp.; 3-7N7 discriminatore segnali; 7Y4 raddrizzatrice.
CCT-46077 trasmettitore 2-20 MHz alim. 12 V (RBM)
CRV 46151 ricevitore aereon. 4 gamme fra 195-9050 kHz. 6 tubi super.
DAG 33A Convertitore entrata 18 V cc uscita 450 V 60 mA
DM 21 Convertitore 14 V cc entra. uscita 235 V 90 mA
DM 33 A Convertitore entrata 28 V cc; uscita 540 V cc 250 mA (per SCR 274 N)
EE 8 Telefono da campo
GF 11 complesso costituito da trasmettitore *CW 52063A* trasmettitore base CW52014 scatola di controllo trasm. CW 23097; estensione scat. controllo CW 23098; Relais *CW 23049* complesso bobine CW 47092.
GO-9 trasmett. con stadio di potenza 200-18000 kHz. 115 V 800 Hz. 803 finale vfo. 150 W.
GP-7 Trasmettitore 125 W-350 A 9050 kHz.
PC 77 convertitore 12 V cc.; uscita 175 V 100 mA e 500 V 50 mA.
PE 73 CM convertitore 28 V cc uscita 1000 V 350 mA (per BC375)
PE 86 Convertitore entrata 28 V cc; uscita 250 V cc 60 mA.
PE 101C Convertitore entrata 12 o 24 V uscita 800 V 20 mA e 400 V a 135 mA più 9 V a 1,1 A (per BC645)
PE 103A Convertitore 500 V a 160 mA alimentato a 6 o 12 V cc.
PE 104 Convertitore 90 V 50 mA alimentato a 6 o 12 V cc.
PE 109 Generatore per impianti di potenza. Alimentazione a gazoline. Uscita 32 V per 2000 W.
PRS 1 rivelatore di mine.
RAK 7 ricevitore 9 tubi, 6 gamme da 15 a 600 kHz. 115 V ca.
RA 20 alimentazione 115 V 60 Hz per BC312 e BC342.
RA 38 raddrizzatore 15 kVA, uscita 15 kV a 500 mA regolabile.
RA 58A Alimentazione alta tensione. 500 a 15000 V variabile con continuità a 35 mA.
RA 63A Raddrizzatore entrata 115 V 60 Hz, uscita 12 V a 8 amp.
RA 105 raddrizzatore 117 V 60 Hz entrata e uscita a 2 00 V 610 V, 415 V, 300 V, 200 V in cc. e 6,3 V ca.
RAX 1 combinazione di ricevitore. Gamme 1-4 da 200 a 1500 kHz. 2-4 da 1500 a 9000 kHz. 3-5 da 7 a 27 MHz. Alimentazione con convertitore a 24 V.
RC 150 identificatore di emissione usato con SCR 270 e 271).
RC 188A IFF (come sopra) da 157 a 185 MHz. Trasm. ricev. 62 tubi alimentato a 110 V 60 Hz.
RL 9 Amplificatore interfonico 24 V alim.
RT 1248 Trasmettitore e ricevitore 435 a 500 MHz, 20 W usc. Trasm. 5 tubi con WE8 316A finale. Ricevitore 10 tubi: 955 I° riv.; 955 osc. 3-7H7 F1. 7E6. 7H7. alim. 12 V
RU 16/GF11 Trasmettitore-ricevitore 3000-4525 e 6000-9060 kHz (trasmett.) 195-13575 kHz (ricev.). Potenza 12 W fonia o CW.
SCR 195 Walkie-Talkie 52,8-65,8 MHz. Portata 25 miglia. Antenna telescopica.
SCR 269F Radiobussola. 17 tubi super. 200-1750 kHz in tre gamme.
SCR 274N complesso composta da una serie di ricevitori tipo 453 A e trasmettitore 457 A.
SCR 474 trasmettitore portatile e ricevitore adatto per le bande di 40-80 metri. 6V6 vfo. 6V6 ampl. pot. 6V6 mod.
SCR 522 trasmettitore e ricevitore per 100-156 MHz. 12 W in fonia. 4 Frequenze prest. a cristallo. Antenna AN-104B - 1/4 d'onda. Trasmettitore è il BC 625. Ricevitore BC 624. Tubi usati 2-832, 3-12A6, 1-6G6, 2-6SS7, 12J5, 12C8, 9002, 3-9003, 12AH7, 12SG7.
SCR 536 Walkie Talkie tubi: 1R5, 1T4, 1S5, 2-3S4.
SCR 578 Trasmettitore automatico di SOS in mare.
SCR 625 rivelatore di mine. Induttanza bilanciata a ponte con oscillatore a 1000 Hz 1G6 e 1N5 oscill. 2 batterie tipo lampada più 100 V per anodica.
SPR2A ricevitore super 1000-3100 MHz. 2C40 UHF oscill. Alimen. 115 V 15 tubi.
T-17B capsula microfonica a carbone.
TA 12 Trasmettitore Bendix 100 W, vfo e finale con parall. di 807.
TBW Trasmettitore simile a G09 3-18000 kHz. 150 W.
TBY Trasmettitore-ricevitore 28-80 MHz. Fonia e MCW. Uscita 1/2 W. Portatile.
TCS 9 Ricevitore-trasmettitore 25 W. 15 0-12000 kHz. 115 V ac. Xtal o VFO.
TU 5B, 6B ecc. unità di sintonia per BC 375. TU5B 1500-3000 kHz. TU6B 3000-4500 kHz. TU7B 4500-6200 kHz; TU8B 6200-7700 kHz. TU10B 10000-12500 kHz.
I 152AM Radio altimetro. 3-6AG5, 3-2X2, 3.3DP1. Alim. 110 V 400 Hz.
I 122A Generatore di segnali ocn calibratore a cristallo 8-15 MHz e 150-230 MHz. con armoniche da 8-308 MHz. Aliment. 115 V 60 Hz.
I 233 Calibratore 2-6SN7, 2-6L6, 2-6V6, 6SJ7, 5Y3.
602A 41 Amplificatore a due stadi RF per UHF.

(*P. Soati*)

Materiale del surplus il ricevitore-trasmettitore BC669 (SCR543) e varie

0184 - ***Richiedenti precedenti e Sigg. M. Mainardi - Perugia; C. Liverani - Faenza; E. Figurelli - Napoli; Ing. A. Mondello - Palermo; G. Bucher - Lugano; A. Marras - Cuglieri; F. Cristofoli - Vicenza; A. Candino - Seminara.***

1°) Lo schema del rice-trasmettitore 3MK II è stato pubblicato sui N° 12/1959 e 1/1960.
2°) Il tubo ARP34 è sostituibile con il tubo MSP4 costruito dalla Marconi Inglese ed il tubo AR21 con il tubo EBC33.
3°) I richiedenti degli schemi del materiale surplus sono numerosi e faremo del nostro meglio per accontentarli, in ordine di richiesta e di numero.
4°) In figura 1 riportiamo lo schema del ricevitore trasmettitore BC669 che se usato unitamente al complesso di alimentazione PE 110 prende il nome di BC 669. Esso è adatto per funzionare sulla banda compresa fra i 1680 ed i 4470 kHz.

Ricevitore: V_1 = 6SK7 amplificatore a RF, V_2 = 6SA7 mescolatrice, V_3 = 6J5 oscillatrice, V_4 = 6SK7 amplificatrice MF, V_5 = 6H6 rivelatrice e CAV, V_6 = 6SK7 preamplificatrice BF, e V_7 = 6K6 finale. Valore della media frequenza 385 Kc/s. La frequenza di ricezione, tramite sei quarzi disposti nel circuito della valvola oscillatrice, può essere regolata per sei frequenze fisse. Il trasmettitore dispone di un oscillatore a cristallo, anch'esso con sei frequenze preregolate nei stessi limiti del ricevitore. Il *PA* è composto da un parallelo di due 807 che lavorano in classe *C*. Lo schema del modulatore verrà pubblicato nel prossino numero. I valori dei vari elementi sono i seguenti: R_1 = 15000 Ω; R_2 = 15000 Ω; R_3 = 330 Ω; R_4 = 10 kΩ potenziometro; R_5 = 27000 Ω; R_6 = 15000 Ω; R_7 = 390 Ω; R_8 = 47000 Ω; R_9 = 330 Ω; R_{10} = 1 MΩ; R_{11} = 1000 Ω; R_{12} = 1 MΩ; R_{13} = 330 Ω; R_{14} = 1 MΩ; R_{15} = 47000 Ω; R_{16} = 2,2 MΩ; R_{17} = 4,7 MΩ; R_{18} = 33000 Ω; R_{19} = 1 MΩ; R_{20} = 220 kΩ; R_{21} = 500 kΩ potenziometro; R_{22} = 2,2 MΩ; R_{23} = 470 Ω; R_{24} = 470 kΩ; R_{25} = 10000 kΩ 10 W; R_{26} = 47000 Ω; R_{27} = 7,5 Ω 10 W; R_{28} = 68000 Ω; R_{29} = 100000 Ω; R_{30} = 1 MΩ; R_{31} = 100000 kΩ; R_{32} = 10 kΩ; R_{33} = 1 MΩ; R_{34} = 10 Ω; R_{35} = 20000 Ω; 10 W; R_{36} =

25 Ω; R_{37} = 10 Ω; R_{38} = 20000 Ω; 10 W; R_{39} = 25 Ω; R_{40} = 50 Ω, 10 W; R_{41} = 7000 Ω; R_{42} = 100 Ω; R_{43} = 30000 Ω 10 W; R_{44} = 47000 Ω; R_{45} = 125 Ω; R_{46} = 47000 Ω; R_{47} = 15 Ω 10 W. C_2 = 6000 pF; C_3 = 6-25 pF trim.; C_1 = 3×120 pF; C_4 = 1000 pF; C_5 = 6-26 pF; C_6 = 50000 pF; C_7 = 20000 pF; C_8 = 0,1 μF; C_9 = 3 pF; C_{10} = 6-25 pF; C_{11} = 6-25 pF; C_{12} = 50000 pF; C_{13} = 20000; pF; C_{14} = 20000 pF; C_{15} = 200 pF; C_{16}=200 pF; C_{17} = 20000 pF; C_{18} = 20000 pF; C_{19} = 200 pF; C_{20} = 200 pF; C_{21} = 50 pF; C_{22} = 50 pF; C_{23} = 50000 pF; C_{24} = 50 pF; C_{25} = 50000 pF; C_{26} = 5000 pF; C_{27} = 7500 pF; C_{28} = 0,1 μF; C_{29} = 2000 pF; C_{30} = 50000 pF; C_{31} = 2000 pF; C_{32} = 50000 pF; C_{33} = 20000 pF; C_{34} = 25 pF; C_{35} = 380 pF; C_{36} = 100 pF; C_{37} = 6-25 pF; C_{38} = 500 pF; C_{39} = 6-24 pF; C_{40} = 100 pF; C_{41} = 50000 pF; C_{42} = 1500 pF; C_{42} = m500 pF; C_{43} = 200 pF; C_{44} = 250 pF; C_{44} = 250 pF var.; C_{45} = 150 pF var.; C_{46} = C_{47} = C_{48} = C_{49} = C_{50} = 150 pF var.; C_{51} = 70 pF mica; C_{52} = 2000 pF; C_{53} = 2000 pF; C_{54} = 2000 pF; C_{55} = 2000 pF; C_{56} = 6000 pF; C_{57} = 50 pF; C_{58} = 2000 pF; C_{59} = 2000 pF; C_{60} = 6000 pF; C_{61} = 6000 pF; C_{62} = 50 pF. L_3 = 45 spire, 12 prese, 60 μH; L_4 = 50 spire, 6 prese, 133 μH; L_2, L_5, L_6, , L_7 = impedenze a RF, 1 μH, resistenza 25 Ω, su quattro avvolgimenti.

M_1 = termocoppia a RF 0-2,5 A.

(*P. Soati*)

Trasmettitore e ricevitore per gamme OM - Rice-trasmettitore a transistori per 28 MHz.

1085 - *Sigg. P. Pulla - Campobasso; G. Ricciardi - Roma.*

1°) Nei numeri precedenti de *l'antenna* abbiamo descritto diversi trasmettitori e ricevitori adatti per funzionate nelle gamme radiantistiche ed in modo particolare sui 14, 21 e 28 MHz che sono quelle che maggiormente le interessano in considerazione dei collegamenti che desidera effettuare. Nel caso non si adattino alle sue esigenze mi riscriva indicandomi presso a poco, quali siano le sue aspirazioni in funzione delle possibilità finanziarie, in modo da poter stabilire se le occorrono schemi più complicati o più semplici.

2°) L'apparecchio di cui allo schema di figura 1 ci era stato richiesto anche da altri lettori. Si tratta di Handie-Talkie adatto per funzionare in gamma 28 MHz realizzato recentemente nel Nord America. Esso è del tutto transistorizzato e per la sua alimentazione è sufficiente una batteria da 4,5 V quindi è del tipo portatile. La sua portata, con l'antenna di fig. 2, è dell'ordine di 1500-2000 metri, ma usando un antenna del tipo direttivo, di elevata altezza in condizioni favorevoli, è possibile effettuare collegamenti a grande distanza. Il trasmettitore si vale di un circuito a quarzo del tipo overtone a 28 MHz. Da notare che la corrente di polarizzazione, del collettore è regolata per 4 mA in assenza di oscillazioni. La bobina L_2 consiste in 9 spire e ½ di filo da 8/10 avvolti su di un diametro di 19 mm e con passo di 1,6 mm. L_3 che serve di accoppiamento all'antenna: è composta di 4 spire. L_0 è uguale a L_2 con una presa centrale. L'antenna è costituita da barra di materiale plastico di circa 15 mm di diametro sulla quale è avvolto del filo da 8/10 con un passo di 6 mm. L'accordo del sistema irradiante si effettua tramite il condensatore regolabile da 3-30 pF. (fig. 2). La parte modulatrice è quella classica usata per l'amplificazione in BF a transistori. I due trasformatori T_1 e T_2 hanno ambedue una impedenza primaria di 20000 Ω e quella secondaria di 1000 Ω e si trovano facilmente in commercio.

La parte più delicata di questo complesso è costituita dal riveltore a superreazione. Infatti su una dozzina di transistori SB100 soltanto due o tre sono stati in grado di assicurare un buon funzionamento: eventualmente tale transistor può essere sostituito con altro di tipo europeo di caratteristiche migliori. Allo scopo di ottenere un effetto super reattivo perfetto è necessario curare l'avvolgimento di L_1 in modo che la presa intermedia si trovi a circa un quarto dell'avvolgimento, a partire dal lato freddo. Questa bobina è realizzata con 10 spire di filo da 8/10 avvolte su di un diametro di 16 mm con passo di 1,6 mm. La presa quindi dovrebbe trovarsi a 2 sp. e 3/4. Nella realizzazione pratica può darsi che il numero di spire della bobina debba essere leggermente variato. Il microfono da usarsi è del tipo a cristallo. L'antenna deve far capo all'apparecchio tramite una presa coassiale.

Ecco il valore dei componenti: R_1 = 47 kΩ; R_2 = 18000 Ω; R_3 = 1800 Ω; R_4 = 4700 Ω; R_5 = 82000 Ω; R_6 = 4700 Ω; R_7 = 4700 Ω; R_8 = 82000 Ω; R_9 = 4700 Ω; R_{10} = 4700 Ω; R_{11} = 18000 Ω; R_{12} = 5000 Ω; potenziometro R_{13} = 10000 Ω; R_{14} = 82000 Ω; R_{15} = 4700 Ω; R_{16} = 4700 Ω; R_{17} = 4700 Ω; R_{18} = 82000 Ω; R_{19} = 4700 Ω; R_{20} = 4700 Ω; R_{21} = 82000 Ω.

C_1 = 18 pF; C_2 = 15 pF variab.; C_3 = 47 pF; C_4 = 15 pF var.; C_5 = 10 nF; C_6 = 5 pF; C_7 = 15 pF var.; C_8 = 15 pF; C_9 = 10 nF; C_{10} = 1 nF; C_{11} = 2μF 20 V elettr.; C_{12} = 2 μF 20 V elettrol.; C_{13} = 10 nF; C_{14} = 2 μF 20 V elettrol.; C_{15} = 2 μF 20 V elettrol.; CK = 150 μH.

(*P. Soati*)

Apparecchi elettrofisiologici

0186 - *Sig. C. Cardone - Milano.*

Sui vari argomenti che le interessano esistono delle interessantissime opere in lingua tedesca ed in lingua inglese. Le consiglio di procurarsi il n° 11 Vol. 47 Novembre 1959 del *Proceeding of the Ire* (bio-medical issue) e nel quale sono descritti molti apparecchi che certamente le interessano. Il suo costo e di 3 dollari. L'indirizzo dell'editore è il seguente: The Institute of Radio Engineers Inc, 1 East 79 Street, New York, 21 N. Y. Un altro libro che potrebbe interessarle è il volume *Il cervello vivente* del Grey edito da Feltrinelli.

(*P. Soati*)

Apparecchi a transistori Graetz - Motorino per magnetofono

0187 - *Sigg. M. Sposato - Cosenza; B. Scifo - Milano.*

1°) Per tutte le informazioni relative l'apparecchio per transistori FM costruito dalla GRAETZ K. G. di Altena (pin-up girl esclusa!) del quale è stata pubblicata la fotografia sul n° 1 di *l'antenna*, può richiedere informazioni più dettagliate all'agenzia Graetz di Roma al seguente indirizzo: TELERADIO Piazza S. Donà Piave 16/19 Roma.

2e) Il signor Scifo potrà trovare il motorino adatto per essere montato in in magnetofono transistorizzato, presso qualsiasi grande rivenditore di articoli radio e che a Milano non manca: ad esempio MARCUCCI, GBC oppure direttamente presso la LESA.

(*P. Soati*)